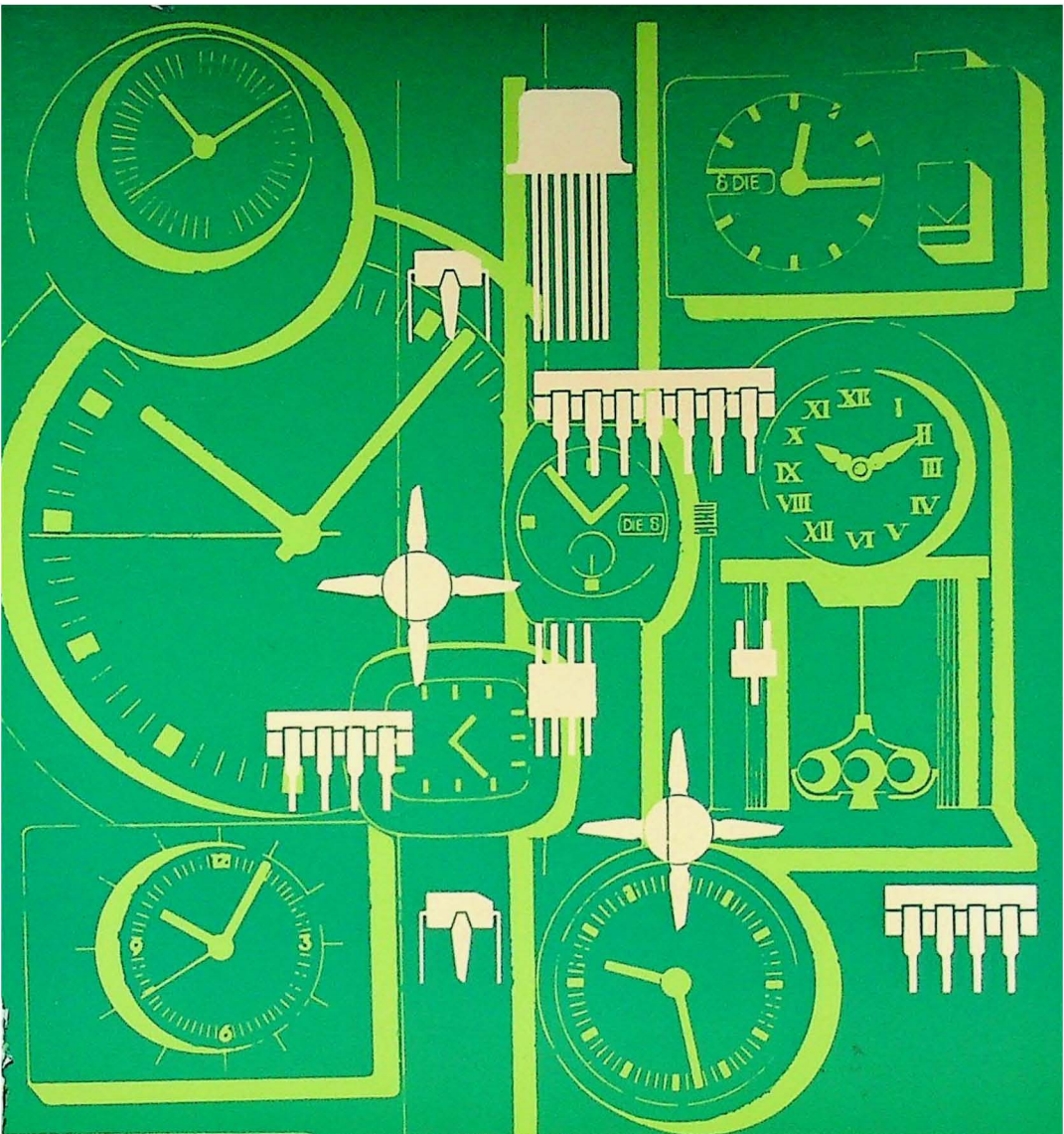


tegrierte Schaltungen
r autonome
Gebrauchsuhren

NTERMETALL
Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH

ITT

ITT

INTERMETALL

Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH
D-78 Freiburg
Hans-Bunte-Straße 19 Postfach 840
Telefon (0761) *51 71 Telex 07-72 716

Integrierte Schaltungen für autonome Gebrauchsuhren

nach Veröffentlichungen
und Vorträgen der
INTERMETALL-Mitarbeiter
Dipl.-Ing. R. D. Burth
Dipl.-Ing. O. Dietrich
Dr.-Ing. A. Gerlach
Dipl.-Ing. H. Keller
Dipl.-Ing. W. Kreitz
Ing. (grad.) W. Lachmann
Ing. Günter Peltz
Dipl.-Ing. K.-E. Reinarz
Dipl.-Ing. W. Sauer
bearbeitet von
Ing. (grad.) A. P. Prillmann

Inventar-Nr. 16675

Ausgabe 1972

© 1972 International Telephone
and Telegraph Corporation

Zuschriften über technische Unterlagen richten Sie bitte an
INTERMETALL GMBH D-78 Freiburg Postfach 840

Nachdruck mit Quellenangabe wird im allgemeinen gestattet. In jedem Falle ist jedoch unsere Genehmigung erforderlich.
Die Veröffentlichung erfolgt ohne Berücksichtigung der Patentsituation und möglicher Schutzrechte Dritter.
Die Informationen und Vorschläge werden unverbindlich gegeben und können keine Haftung begründen; sie geben keine Auskunft über die Liefermöglichkeiten der angeführten Bauelemente.

Printed in W.-Germany · Imprimé dans la République Fédérale d'Allemagne
Druckerei Karl Schillinger D-78 Freiburg Wallstraße 14
Ausgabe 1972/11 · Bestell-Nr. 6251-51-2D

Vorwort

Diese Schrift behandelt ausschließlich autonome Gebrauchsuhren. Das sind Uhren, die unabhängig von einer äußeren Energiequelle oder einem äußeren Taktgeber sind und überwiegend von Privatleuten zur Zeitanzeige benutzt werden. Nicht eingegangen wird auf Synchronuhren, Uhrenanlagen mit Mutteruhr und Tochteruhr, wie sie in Betrieben und in der Öffentlichkeit gebräuchlich sind, sowie auf professionelle Quarzuhren, wie sie schon seit Jahrzehnten als Zeitnormal verwendet werden.

Aufbauend auf den elektrischen Grundlagen wird gezeigt, daß die moderne Halbleitertechnik mit den integrierten Schaltungen bahnbrechend für eine stille Revolution auf dem Uhrensektor war und ist. Großuhren mit Federantrieb gehören praktisch der Vergangenheit an, und bei Armbanduhren bahnt sich die gleiche Entwicklung an. Neben der Bequemlichkeit, daß man das Aufziehen der Uhr ein Jahr und länger vergessen darf, bietet die elektronische Uhr dank der konstanten elektrischen Antriebskraft eine höhere Ganggenauigkeit als vergleichbare mechanische Uhren.

Inhalt

		Seite
1.	**Einleitung**	10
2.	**Grundlagen**	14
2. 1.	Technologie der integrierten Schaltungen	14
2. 1. 1.	Hybrid integrierte Schaltungen	14
2. 1. 2.	Monolithisch integrierte Schaltungen	15
2. 2.	Energiequellen für autonome Uhren	17
3.	**Uhren mit mechanischem Schwinger**	20
3. 1.	Allgemeines	20
3. 1. 1.	Energetische Zusammenhänge	21
3. 1. 2.	Induzierte Spulenspannung und Magnetsystem	23
3. 1. 3.	Zeitpunkt des Antriebsimpulses	25
3. 1. 4.	Steuerung des Antriebsimpulses	26
3. 2.	**Uhren mit Zweispulen-System**	28
3. 2. 1.	Die integrierte Schaltung TAA 780	28
	Der Arbeitstransistor	29
	Die Regelschaltung	29
	Aufbau der Schaltung	32
	Schaltbeispiel mit dem TAA 780	33
	Daten des TAA 780	36
3. 3.	**Uhren mit Einspulen-System**	40
3. 3. 1.	Ersatz der Steuerspule durch eine Phasenumkehrstufe	40
3. 3. 2.	Die integrierten Schaltungen TBA 840 und TCA 840	40
	Der Einschaltvorgang	43
	Der Ausschaltvorgang	43
	Die Amplitudenstabilisierung	43
	Das Temperaturverhalten	44
	Selbstanlauf	44
	Betriebsdaten	45
	Dimensionierungshinweise	46
	Betrieb von Stimmgabeluhren	47
	Daten des TBA 840	48
	Daten des TCA 840	52
4.	**Quarzuhren**	56
4. 1.	**Der Quarz**	56
4. 1. 1.	Allgemeines	56
4. 1. 2.	Eigenschaften von Schwingquarzen	58
	Ersatzschaltbild, Impedanzverlauf	58
	Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand	60
	Der Schwingquarz mit Ziehkapazität	62
	Resonanzfrequenz mit Ziehkapazität	63
	Resonanzwiderstand mit Ziehkapazität	65
	Der Ziehbereich	67

		Seite
	Einstellbarkeit und Störeinflüsse	69
	Einstellbarkeit und Stabilität der Ziehkapazität	70
	Schaltungskapazitäten	72
	Temperaturverhalten des Schwingquarzes	75
	Alterungsverhalten des Schwingquarzes	75
4. 2.	**Quarzoszillatoren für Uhren**	76
4. 2. 1.	Allgemeines	76
4. 2. 2.	Eine erprobte Quarzoszillatorschaltung	76
	Die Schwingbedingung	78
	Die Schaltung und ihre Berechnung	78
4. 2. 3.	Weitere Quarzoszillatorschaltungen	81
4. 2. 4.	Oszillatorfrequenz für Quarzuhren	82
4. 3.	**Frequenzteiler für Uhren**	84
4. 3. 1.	Allgemeines	84
4. 3. 2.	Flipflop als Frequenzteiler	84
	Das Problem der hohen Widerstände	85
	Konstantstromquellen als Ersatz für hohe Widerstände	86
	Die endgültige Flipflop-Frequenzteilerschaltung	88
	Erforderliche Stromaufnahme eines Flipflops	88
4. 3. 3.	Die integrierte Schaltung SAJ 170	91
	Daten des SAJ 170	92
4. 4.	**Weitere Baugruppen der Quarzuhr**	96
4. 4. 1.	Der Impulsverstärker	96
4. 4. 2.	Die Antriebsstufe für den elektromechanischen Wandler	96
4. 4. 3.	Die Stabilisierungsschaltung	97
4. 4. 4.	Der elektromechanische Wandler	100
4. 5.	**Quarz-Großuhr mit integrierten Schaltungen**	102
4. 5. 1.	Eigenschaften der Quarzuhr im Betrieb	102
	Stromverbrauch	102
	Temperaturverhalten	103
	Einfluß der Batteriespannung	104
	Oszillogramme	104
4. 5. 2.	Hinweise zum Abgleich der Uhr	108
	Abgleich	108
	Stellen der Uhr	108
4. 6.	**Die integrierte Quarzuhr-Schaltung SAJ 220**	110
4. 6. 1.	Allgemeines	110
4. 6. 2.	Aufbau des SAJ 220	110
	Der Impulsformer	110
	Die Ausgangsstufe	111
4. 6. 3.	Versionen des SAJ 220	112
	SAJ 220 S und SAJ 220 P für Quarz-Großuhren	113
	Daten des SAJ 220 S	116
	Daten des SAJ 220 P	118
	SAJ 220 C und SAJ 220 H für Quarz-Armbanduhren	120
	Daten des SAJ 220 C	122
	Daten des SAJ 220 H	124

		Seite
4. 7.	**Meßtechnik**	126
4. 7. 1.	Meßgenerator für Messungen an Uhrenquarzen	126
	Vorversuche	126
	Ausführung	127
	Beschreibung des Prinzips	127
	Die Schaltung	127
	Abgleich der Schaltung	128
	Ergebnisse	130
	Wickeldaten	130
	Variationen	130
	Dimensionierung für andere Frequenzen	130
	Erhöhung der Stabilität und Genauigkeit	131
	Messungen mit dem Meßgenerator	131
	Messung des Scheinwiderstandsverlaufes von einem Quarz	131
	Messung der Frequenz eines Quarzoszillators	132
5.	**Schrifttum**	134

1. Einleitung

Mit der Beobachtung des Laufes der Gestirne begann vor undenklichen Zeiten die Zeitmessung. Später wurden vielerlei Wege begangen, um von der direkten Beobachtung unabhängig zu werden und vor allen Dingen kleinere Zeitabschnitte bestimmen zu können. Man erfand Sonnenuhren, Wasseruhren, Sanduhren, Öluhren und andere. Im Mittelalter kamen dann die Räderuhren auf. Die Präzision der mechanischen Uhren entwickelte sich über Jahrhunderte zu der jetzt für die Mechanik nicht mehr zu steigernden Höhe. Neue Systeme mußten gefunden werden, um entweder bei gleicher Ganggenauigkeit den Komfort zu erhöhen, zu rationellerer Fertigung zu kommen oder die Zeit noch exakter zu messen. Es muß dabei bedacht werden, diese Entwicklungen so anzulegen, daß sie möglichst vielen Menschen zugänglich werden.

Eines dieser neuen Systeme beruht darauf, den Energiefluß zwischen Räderwerk und Schwinger umzukehren. Durch die Verbindung von Elektronik und elektromechanischem Wandler wurde es möglich, Kunststoffe im Räderwerk einzusetzen. Um die Ganggenauigkeit zu verbessern, ist es erforderlich, die Frequenz des Schwingers zu erhöhen, wie Bild 1 zeigt. Der große Vorteil der elektronischen Energieeinkopplung in die Unruh ist, daß damit eine genaue Dosierung der Energiezufuhr ermöglicht wird.

Die Firma INTERMETALL hat früh erkannt, daß die moderne Halbleiter-Elektronik die Uhr revolutionär beeinflussen wird. Schon im Jahre 1958 wurde die erste Schaltung für eine Quarzuhr mit Transistoren veröffentlicht, siehe Bild 2. Allerdings waren damals die Preise der Halbleiter-

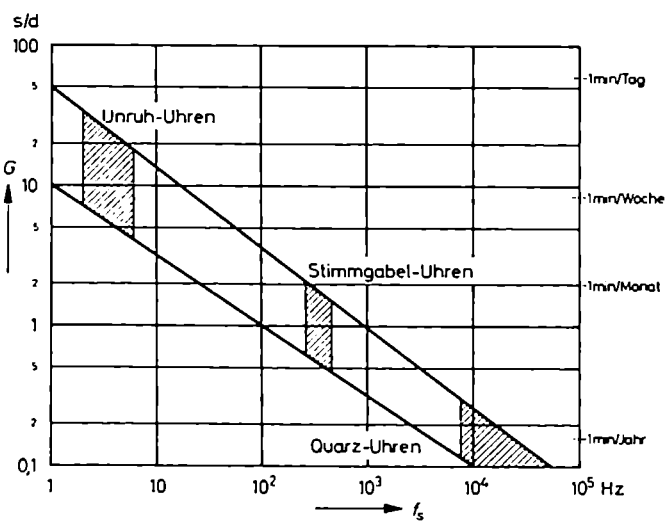


Bild 1: Prinzipielle Abhängigkeit des Ganges von der Resonatorfrequenz bei elektronischen Uhren

INTERMETALL

GESELLSCHAFT FÜR METALLURGIE UND ELEKTRONIK M. B. H.
HALBLEITERWERK

Mitteilung aus dem Applikationslabor

Quarzuhr mit Transistoren

Sonderdruck aus Radio Mentor, Heft 2, 1958

In der elektronischen Messtechnik haben quarzstabilisierte Frequenznormale eine grosse Bedeutung. Oft sollen sogar netzunabhängige Messgeräte mit solchen Normalen ausgestattet werden. Es ist dann erwünscht, mit niedrigen Speisespannungen und niedrigen Leistungen zu arbeiten und ausserdem die Abmessungen der Anlage klein zu halten. Diese Forderungen sind am besten mit Transistorschaltungen zu erfüllen. Um ihre Eignung für diese Anwendung zu prüfen und zu demonstrieren, wurde eine mit Halbleiterbauelementen bestückte Quarzuhr gebaut.

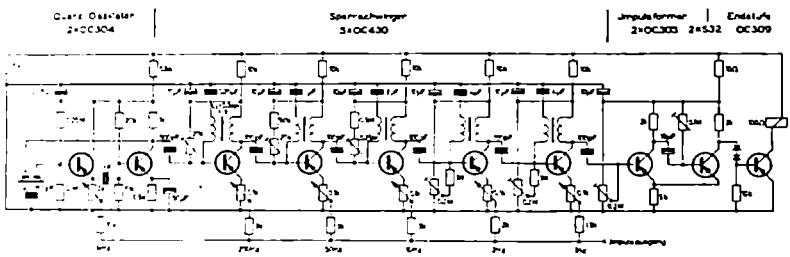


Bild 2: INTERMETALL-Applikationsschrift über eine Quarzuhr aus dem Jahre 1958
oben: Faksimile des Titels
unten: Schaltbild der Quarzuhr

bauelemente um Größenordnungen höher als heute, so daß an eine wirtschaftliche Massenfertigung dieser Quarzuhr nicht zu denken war.

Mit der integrierten Schaltung TAA 780 machte INTERMETALL im Jahre 1968 in der Welt den Anfang, spezielle integrierte Funktionseinheiten für elektronische Uhren zu produzieren. Mit dem integrierten Frequenzteiler SAJ 170 wurde es 1971 erstmals möglich, Quarzuhren für den Heimgebrauch in Großserie herzustellen. Bild 3 zeigt eine mit dem SAJ 170 bestückte, serienmäßig hergestellte Quarzuhr. Inzwischen brachte die integrierte Schaltung SAJ 220, eine konsequente Weiterentwicklung des SAJ 170, einen großen Fortschritt: Außer dem Frequenzteiler integrierte man bei INTERMETALL auch die Elektronik des Quarzoszillators sowie

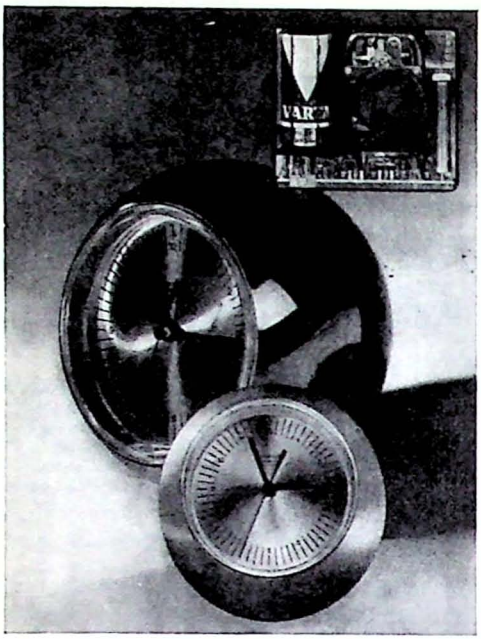


Bild 3:
Serienmäßig hergestellte Quarz-Gebrauchsuhr, rechts oben das Werk dieser Uhr (Gebr. Staiger, St. Georgen)

die Motorantriebsschaltung in ein einziges Siliziumplättchen, so daß außer dem IC für den Aufbau einer Quarzuhr kaum noch diskrete Bauelemente erforderlich sind, wie das Schaltbild (Bild 4) zeigt. Die integrierte Schaltung SAJ 220 ist sowohl für Großuhren als auch für Quarz-Armbanduhren konzipiert.

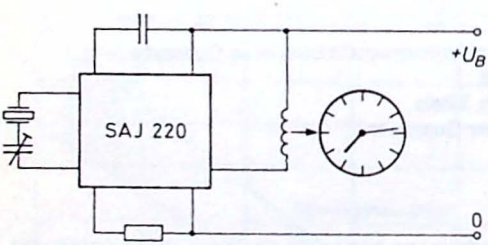


Bild 4: Schaltbild einer mit der integrierten Schaltung SAJ 220 aufgebauten Quarzuhr

Die integrierte Schaltung TBA 840, bestimmt für Armbanduhren mit nieder- und mittelfrequentem Schwinger und Einspulen-Antriebssystem, rundet die Angebotspalette ab. Bild 5 zeigt das Werk einer mit dem TBA 840 aufgebauten elektronischen Armbanduhr.

Das vor uns liegende Jahrzehnt bringt einen tiefgreifenden Umbruch in der Herstellung von Uhren. Elektronik und Kunststoffe bestimmen die Uhrenkonzepte von morgen.

Bild 5: Elektronische Armbanduhr, aufgebaut mit der integrierten Schaltung TBA 840 (Porta-Uhrenfabrik Wehner KG, Pforzheim)

2. Grundlagen

2. 1. Technologie der integrierten Schaltungen

Ganz allgemein versteht man unter einer integrierten Schaltung die in hohem Grade miniaturisierte Anordnung einer elektronischen Schaltung, deren einzelne Komponenten derart miteinander verbunden sind, daß die Schaltung in bezug auf Prüfung, Vertrieb und Anwendung eine unteilbare Einheit bildet. Eine integrierte Schaltung besteht aus mehreren Bauelementen, sowohl aktiven (Transistoren) als auch passiven (Dioden, Widerstände, Kondensatoren). Je nach der Art der Vereinigung unterscheidet man hybrid integrierte Schaltungen und monolithisch integrierte Schaltungen. Beide können in Gebrauchsuhren sinnvoll angewendet werden.

2. 1. 1. Hybrid integrierte Schaltungen

Bei hybrid integrierten Schaltungen werden die Bauelemente mit linearer Kennlinie, die Widerstände und Kondensatoren, in Filmtechnik auf das Trägermaterial, meist Keramik oder Glas, aufgebracht, wogegen die Halbleiterbauelemente, Transistoren und Dioden, einzeln hinzugefügt werden.

Bei der Dickfilmtechnik werden die Widerstände im Siebdruckverfahren auf ein Keramik-Trägermaterial aufgebracht. Auf die gleiche Art erzeugt man die einzelnen Schichten für die Kondensatoren. In Dickfilmtechnik lassen sich Widerstandswerte von einigen Ohm bis zu einigen Megohm herstellen. Die Widerstände können dabei mit einer Genauigkeit von ±5% gefertigt werden. Durch nachträgliches Abgleichen lassen sich auch enger tolerierte Werte einstellen. Kondensatoren höherer Kapazität können in Form von Vielschichtkondensatoren oder Tantalkondensatoren eingelötet werden. Halbleiterbauelemente, wie Transistoren und Dioden, werden entweder umkapselt, meist in Subminiaturform, eingelötet oder direkt als Halbleiterkristall mit der Schaltung verbunden. Nach dem Prüfen wird die fertige Dickfilmschaltung durch Abdecken mit speziellem Lack oder durch formgebendes Umgießen gegen atmosphärische Einflüsse geschützt.

Die Dickfilmschaltung bringt gegenüber dem Aufbau mit diskreten Bauelementen eine wesentliche Verkleinerung des Volumens. Durch wenig kostspielige Änderung der Siebdruckmaske können innerhalb einer Serie die Werte einer Schaltung verändert werden. Bei der Prüfung festgestellte Fehler können vielfach noch repariert werden. Die Langzeitstabilität der elektrischen Werte ist jedoch nicht besonders gut, so daß der Einsatz nur begrenzt möglich ist. Ein beträchtlicher Lohnkostenanteil läßt die Dickfilmtechnik nur für kleinere Serien wirtschaftlich erscheinen.

Bei der Dünnfilmtechnik werden die Widerstände und Kondensatoren mit Hilfe des Aufdampfverfahrens hergestellt. Es lassen sich Widerstandswerte von einigen Ohm bis zu 50 Kiloohm und Kapazitätswerte bis zu 1 nF herstellen. Die Fertigungstoleranzen sind kleiner als bei der Dickfilmtechnik, so daß zusätzliche Abgleicharbeiten kaum erforderlich sind. Halbleiterbauelemente werden hier in Form von Einzelkristallen direkt mit der Schaltung verbunden. Da auch die Dünnfilmschaltung vor dem Um-

gießen geprüft werden kann, können Korrekturen durch Austausch von Bauelementen durchgeführt werden. Zum Schutz wird die Dünnfilmschaltung nach dem Prüfen umgossen. Da die Maskenkosten beträchtlich sind, wird die Dünnfilmtechnik vorwiegend dort angewandt, wo hauptsächlich Widerstände oder Widerstands-Kondensator-Kombinationen in großer Stückzahl integriert werden müssen.

2. 1. 2. Monolithisch integrierte Schaltungen

In grundlegend anderer Technologie werden monolithisch integrierte Schaltungen in Planartechnik gefertigt. Auf einer Siliziumplatte von 2,5 bis 5 cm Durchmesser und einigen Zehntelmillimetern Dicke werden durch aufeinanderfolgende Oxidations-, Maskierungs- und Diffusionsschritte gleichzeitig viele hundert Funktionseinheiten hergestellt. Durch die gleichzeitige Herstellung einer so großen Zahl von IC-Systemen erreicht man eine hohe Gleichmäßigkeit und Wirtschaftlichkeit in der Fertigung. Monolithisch integrierte Schaltungen werden in zwei verschiedenen Technologien hergestellt, in Bipolar-Technik und in MOS-Technik. Bei INTERMETALL werden beide Technologien je nach den speziellen Erfordernissen angewendet.

Die integrierten Schaltungen in Bipolar-Technik enthalten als aktive Elemente PNP- und NPN-Transistoren, die eine Schwellenspannung (Basis-Emitter-Spannung) von nur etwa 0,5 bis 0,6 V haben. Da elektronische Uhren mit einer Batteriespannung bis herab zu 1,0 V einwandfrei arbeiten

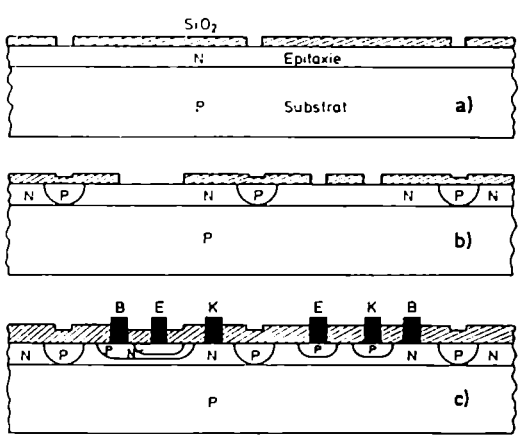


Bild 6: Herstellung integrierter NPN- und PNP-Transistoren
a) Substrat mit Epitaxschicht, erste Oxidschicht aufgebracht und geätzt
b) Isollerdiffusion durchgeführt, zweite Oxidschicht aufgebracht und geätzt
c) Fertige Transistorstrukturen

müssen, sind die bipolaren integrierten Schaltungen aufgrund ihrer kleinen Schwellenspannung besonders für Uhren geeignet. Ein weiterer Vorteil der bipolaren Schaltungen ist, daß sich Transistoren mit kleiner Sättigungsspannung, z. B. für Ausgangsstufen, mit geringem Platzbedarf realisieren lassen. Bild 6 zeigt anhand von drei ausgewählten Fabrikationsstufen die Herstellung integrierter PNP- und NPN-Transistoren.

Integrierte Schaltungen in MOS- (metal oxid silicon) Technik enthalten als aktive Elemente Feldeffekt-Transistoren, die normalerweise eine wesentlich höhere Schwellenspannung als bipolare Transistoren haben, was beim Einsatz in elektronischen Uhren ein Nachteil ist. MOS-Schaltungen werden bevorzugt in Digitalsystemen verwendet. Analoge Schaltungen lassen sich schwieriger verwirklichen. Durch kleine Abmessungen der Transistoren sind die Kapazitäten in der Schaltung und damit die Umladeströme beim Schalten sehr klein. Außerdem können die MOS-Schaltungen so ausgelegt werden, daß nur beim Umschalten von einem stabilen Zustand in den anderen Strom fließt, in den Zeiten dazwischen nicht. Daher ist der Stromverbrauch von MOS-Schaltungen sehr klein. Es sind jedoch spezielle Techniken erforderlich, um die Schwellenspannung von normalerweise einigen Volt auf die in elektronischen Uhren geforderten Werte zu senken. Als zweckmäßig dafür hat sich die Silicon-Gate-Technik erwiesen. Bild 7 zeigt als Beispiel die in integrierten MOS-Schaltungen gebräuchlichen Strukturen für diffundierte Widerstände, MOS- und Sperrschicht-Kondensatoren sowie für P- und N-Kanal-MOS-Transistoren.

Es hängt vom jeweiligen Einsatzfall ab, welche der beiden Technologien zur Anwendung kommt.

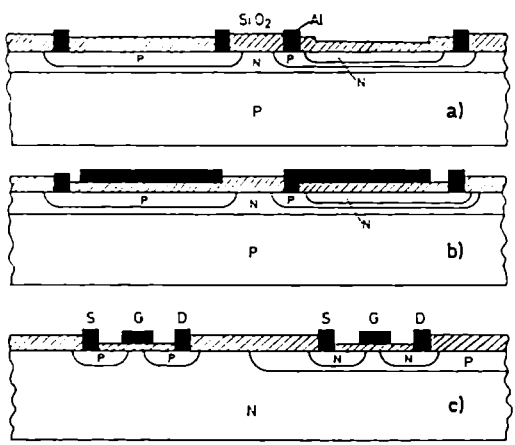


Bild 7: Integrierte Strukturen für
a) Widerstände
b) Kondensatoren
c) MOS-Transistoren

Nachdem die Siliziumplatten die erforderlichen Oxidations-, Masklerungs- und Diffusionsschritte durchlaufen haben, werden sie geprüft, geritzt und gebrochen. Dann werden die guten Kristalle in Kunststoff-, Metall- oder Keramikgehäuse eingebaut und so vor schädlichen Umwelteinflüssen geschützt. Als letztes kommt dann eine umfangreiche Endprüfung, die alle wichtigen Parameter der integrierten Schaltung umfaßt.

Monolithisch integrierte Schaltungen lassen sich in großer Stückzahl preiswert herstellen, was besonders für die Anwendung in Uhren wichtig ist. Da die leitenden Verbindungen auf dem Kristall durch Aufdampfen von Metall hergestellt werden, ist eine hohe Betriebssicherheit gewährleistet. Da sich viele hundert Bauelemente auf kleinstem Raum zu einer Funktionseinheit vereinigen lassen, wurde es möglich, die gesamte Elektronik für eine Quarzuhr in dem Volumen von wenigen Kubikmillimetern unterzubringen.

2. 2. Energiequellen für autonome Uhren

Jahrhundertelang waren die gespannte Stahlfeder oder das Gewicht die einzigen Energiequellen für autonome Uhren. Die moderne elektronische Uhr benötigt zu ihrem Antrieb elektrische Energie. Als zweckmäßigste Lieferanten der elektrischen Energie haben sich die sogenannten Primärelemente oder Trockenbatterien erwiesen. Das sind elektrochemische Anordnungen, in denen die elektrische Energie durch einen chemischen Vorgang erzeugt wird. Im allgemeinen enthalten sie lagerfähige feste Elektroden in gutleitendem wäßrigem Elektrolyten. Die elektrochemische Zelle als Ganzes ist ein Redox-System, bei dem während der Stromentnahme eine Elektrode oxydiert, die andere reduziert wird. Vielfach ist der Elektrolyt an der Reaktion beteiligt.

Sekundärelemente, besser unter dem Namen Akkumulatoren bekannt, sind Anordnungen, die elektrische Energie auf elektrochemischem Weg speichern können. Sie müssen also zunächst aufgeladen werden, ehe sie in der Lage sind, Energie abzugeben. Ihr Energieinhalt pro Volumeneinheit, auch Energiedichte genannt, ist jedoch für die Anwendung in der Uhrentechnik zu gering.

Batterien zum Antrieb elektronischer Uhren können aus unterschiedlichen Materialien aufgebaut sein. Tabelle I gibt einen Überblick über die gebräuchlichsten Kombinationen und ihre Nennspannung.

Tabelle I: Aufbau und Nennspannung von Trockenbatterien

Aufbau	Kurzbezeichnung	Nennspannung
Zink – Ammoniumchlorid – Braunstein	Braunstein	1,5 V
Zink – Kalilauge – Mangandioxid	Mangandioxid	1,5 V
Zink – Kaliumhydroxid – Quecksilberoxid	Quecksilberoxid	1,35 V
Zink – Kaliumhydroxid – Silberoxid	Silberoxid	1,5 V

Die billigste unter den angeführten Batterien ist die Braunstein-Zelle, vielfach auch unter dem Namen „Leclanché-Zelle" bekannt. Sie hat eine geringe Energiedichte und kommt daher nur für Großuhren in Betracht. Die Mangandioxid-Zelle hat eine wesentlich höhere Energiedichte, so daß sie z. B. für Reise- oder Etuiwecker brauchbar ist. Quecksilberoxid- oder Silberoxid-Zellen haben eine noch größere Energiedichte. Diese wird bei elektronischen Armbanduhren benötigt, damit das Gehäuse nicht größer wird als bei einer herkömmlichen Armbanduhr.

Da in den Stromkreisen einer Uhr in Reihe mit dem Innenwiderstand der Batterie auch die Kontaktübergangswiderstände liegen, sind die elektronischen Schaltungen so auszulegen, daß dadurch keine Störungen entstehen. Die integrierten Schaltungen der Uhrenelektronik müssen folglich im Spannungsbereich von 1,0 bis 1,7 V einwandfrei funktionieren.

3. Uhren mit mechanischem Schwinger

3. 1. Allgemeines

Die seit Jahrhunderten gebauten Räderuhren mit mechanischem Schwinger wie Pendel oder Unruh hatten eine bestimmte Richtung des Energieflusses. Von einem Energiespeicher, z. B. dem Gewicht oder der Zugfeder, wurde über ein Räderwerk das zeitbestimmende Element, Unruh oder Pendel, angetrieben. Gleichzeitig, praktisch im Nebenschluß dazu, wurden über eine entsprechend gewählte Räderuntersetzung die Zeiger angetrieben, so daß Stunden, Minuten und Sekunden angezeigt werden konnten. Bild 8 zeigt schematisch diesen Aufbau. Um den Schwinger mit Energie zu versorgen, müssen größere Kräfte übertragen werden. Alle Unregelmäßigkeiten des Räderwerks und andere langzeitliche Veränderungen bewirken eine Änderung der Amplitude des Schwingers, die mehr oder minder starke Gangabweichungen hervorruft.

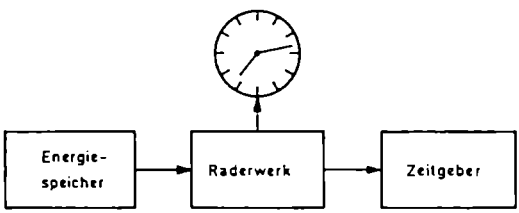


Bild 8: Energiefluß in einer herkömmlichen Räderuhr

Bei der elektronischen Uhr kehrt sich der Energiefluß um, wie Bild 9 zeigt. Die Energiequelle, eine Batterie, liefert über die Elektronik und den elektromechanischen Wandler direkt Energie an das zeithaltende Glied. Das ist von großem Vorteil, weil der Energiefluß zum Schwinger unabhängig vom Verschleiß und den Toleranzen des Räderwerks ist. Der Schwinger wird immer mit einer angepaßten Leistung angetrieben. Für die Dimensionierung des Räderwerks sind daher andere Gesichtspunkte maßgebend, da nur die Kraft zum Antrieb der Zeitanzeige übertragen werden muß. Sinnvoll eingesetzte Kunststoffe haben sich hier als sehr wirtschaftlich und energiesparend bewährt.

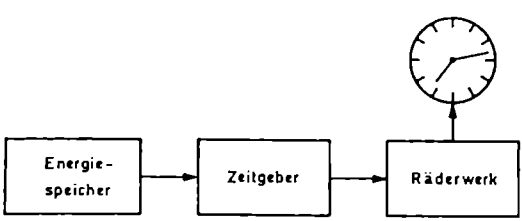
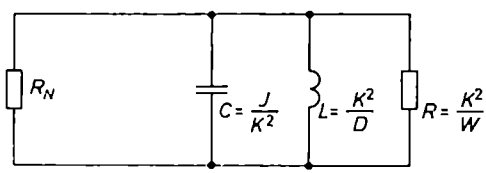


Bild 9: Energiefluß in einer elektronischen Räderuhr

Bei nieder- und mittelfrequenten Schwingsystemen erfolgt der Antrieb elektrodynamisch. Das Prinzip besteht darin, daß eine stromdurchflossene Flachspule in Wechselwirkung mit einem inhomogenen Dauermagnetfeld steht. Spulenebene und Magnetfeld stehen senkrecht aufeinander. Die Spule oder das Magnetsystem ist dabei Teil des Schwingers.

Die Spule wird von einem Impulsstrom durchflossen, der dem Schwinger mit jedem Impuls soviel Energie zuführt, daß dieser mit weitestgehend konstanter Amplitude schwingt. Zur optimalen Dimensionierung ist es zweckmäßig, den elektrodynamischen Wandler auf eine Zweipolschaltung zurückzuführen. Die Oszillatorschaltung besteht aus einem passiven Zweipol (Parallelschwingkreis) und einem aktiven Zweipol. Um den Schwingkreis zu entdämpfen, muß der aktive Zweipol eine Dynatronkennlinie haben. Bild 10 zeigt die Elemente des elektrischen Parallelschwingkreises, die Induktivität L, die Kapazität C und den Widerstand R. Diese lassen sich aus den Größen des mechanischen Schwingsystems (Massenträgheitsmoment, Direktionsmoment und Dämpfungskonstante) und dem Wandlerfaktor ermitteln. Der Wandlerfaktor K wird zweckmäßigerweise für eine vorhandene Anordnung mit Hilfe der in der Spule induzierten Spannung u_{in} in Abhängigkeit vom Drehwinkel empirisch ermittelt.



R_N negativer Widerstand
J Massenträgheitsmoment
D Direktionsmoment
W Dämpfungskonstante

Bild 10: Zweipol-Ersatzschaltung eines elektromechanischen Wandlers

3. 1. 1. Energetische Zusammenhänge

Zur vereinfachten Beschreibung der energetischen Verhältnisse während des Anlaufs und im eingeschwungenen Zustand wird die runde Flachspule gedanklich durch eine quadratische Spule mit der Windungszahl w und der Seitenlänge d ersetzt, Bild 11. Die magnetische Induktion B ist eindimensional inhomogen und durchdringt die Spule senkrecht. Der Gradient dB/dx verläuft dabei parallel zu einer Spulenkante in Richtung x. Die Spule wird von einer Stromquelle mit der Spannung U_B gespeist. Die Induktivität der Spule kann vernachlässigt werden, und es wird nur ihr ohmscher Widerstand R_L berücksichtigt.

Wird die Spule mit der Geschwindigkeit v_x durch das inhomogene Magnetfeld bewegt, so ergeben sich für die induzierte Spannung u_{in}, den Strom i und die auf die Spule ausgeübte Kraft F_x folgende Beziehungen:

$$B_1 - B_2 = \Delta B$$

$$F_x = F_1 - F_2$$

$$u_{in} = \Delta B \cdot d \cdot w \cdot v_x$$

$$I = (U_B - u_{in}) \cdot \frac{1}{R_L}$$

$$F_x = \frac{i \cdot u_{in}}{v_x}$$

Von der Antriebsschaltung her gesehen ist der Wirkungsgrad und die Leistungsaufnahme des elektrodynamischen Unruhantriebs wichtig, denn mit der aus einer Batterie verfügbaren Energie muß die Uhr ein Jahr lang angetrieben werden. Im eingeschwungenen Zustand kann die induzierte Spulenspannung u_{in} leicht gemessen werden, und es ergeben sich damit einfache Leistungsbeziehungen. Die Batterieleistung ist

$$U_B \cdot i = U_B \cdot \frac{U_B - u_{in}}{R_L}$$

In der Spule tritt die Verlustleistung auf

$$i^2 \cdot R_L = \frac{(U_B - u_{in})^2}{R_L}$$

Auf die Unruh wirkt die mechanische Antriebsleistung

$$u_{in} \cdot I = u_{in} \cdot \frac{U_B - u_{in}}{R_L}$$

Als Wirkungsgrad definieren wir den Quotienten aus mechanischer Antriebsleistung und Batterieleistung. Dem Wirkungsgrad η entspricht bei einem vorgegebenen Uhrwerk näherungsweise der anschauliche Wert $u_{in\,s}/U_B$:

$$\eta = \frac{\text{mech. Antriebsleistung}}{\text{Batterieleistung}} \approx \frac{u_{in\,s}}{U_B}$$

Obwohl in dieser Gleichung für den Wirkungsgrad der Spulenwiderstand R_L nicht erscheint, ist sein Wert doch nicht bedeutungslos, denn die mechanische Antriebsleistung ist umgekehrt proportional zu R_L. Bei zu großem Spulenwiderstand reicht die Antriebsleistung nicht mehr aus, um den Schwinger auf die Sollamplitude zu bringen. Die mechanische Antriebsleistung hängt zudem quadratisch von der induzierten Spannung u_{in} ab und erreicht bei konstantem Spulenwiderstand R_L ihr Maximum, wenn

$u_{in\,s} = 0{,}5\ U_B$ ist. Bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 0{,}5$ liegt somit die Leistungsanpassung des Antriebssystems vor. Um das arithmetische Mittel der Leistungen zu errechnen, muß das Integral der Augenblicksleistung über eine Periode gebildet werden. Der Verlauf der induzierten Spannung $u_{in} = f(t)$ ist dabei nur während des Stromimpulses von Einfluß auf das Integral.

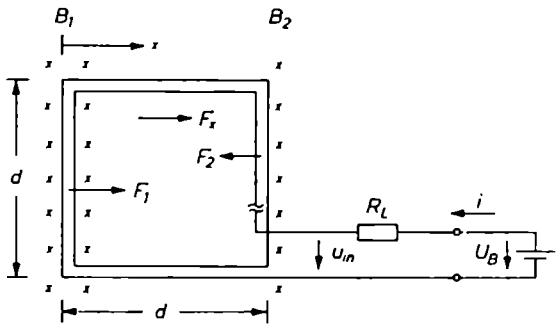


Bild 11: Ersatzbild der vereinfachten Antriebsspule

3. 1. 2. Induzierte Spulenspannung und Magnetsystem

Die Forderung nach ausreichender Antriebsleistung bei möglichst hohem Wirkungsgrad ist gleichzeitig die Forderung nach einer hohen induzierten Spannung bei niedrigem Spulenwiderstand. Im vorigen Abschnitt wurde die vereinfachte Gleichung für die bewegte Spule im inhomogenen Magnetfeld aufgestellt. Die vereinfachte Gleichung für die induzierte Spulenspannung lautet:

$$u_{in} = \frac{d\Phi}{dt} = w \cdot A \cdot \frac{dB}{dx} \cdot \frac{dx}{dt}$$

Darin ist A die effektive Spulenfläche

$\frac{dB}{dx}$ der Gradient des Magnetfeldes

$\frac{dx}{dt}$ die Relativgeschwindigkeit zwischen Spule und Magnetsystem

Es gibt folgende Möglichkeiten, die induzierte Spulenspannung u_{in} zu vergrößern:

1. Windungszahl der Spule erhöhen
2. Spulenfläche vergrößern

3. Feldgradienten vergrößern durch:
a) Übergang von Ein- auf Zwei- oder Dreimagnetsystem
b) Verwendung stärkerer Magnete
c) Verwendung von Magnetpaaren
d) Verringerung der Abstände
e) Verbesserung des magnetischen Rückschlusses

4. Relativgeschwindigkeit von Spule und Magnetsystem erhöhen durch:
a) Frequenzerhöhung der Unruh
b) Vergrößerung der Schwingungsamplitude
c) Vergrößerung des Schwingungsradius

Alle Maßnahmen außer 3a) haben nur Einfluß auf Höhe und Dauer der induzierten Spulenspannung. Bei Maßnahme 3a), Übergang von Ein- auf Zwei- oder Dreimagnetsystem, tritt eine grundsätzliche Änderung der Form der induzierten Spulenspannung ein, wie Bild 12 zeigt. Die Geschwindigkeit v_x der Spule ist in Bild 12 als konstant angenommen.

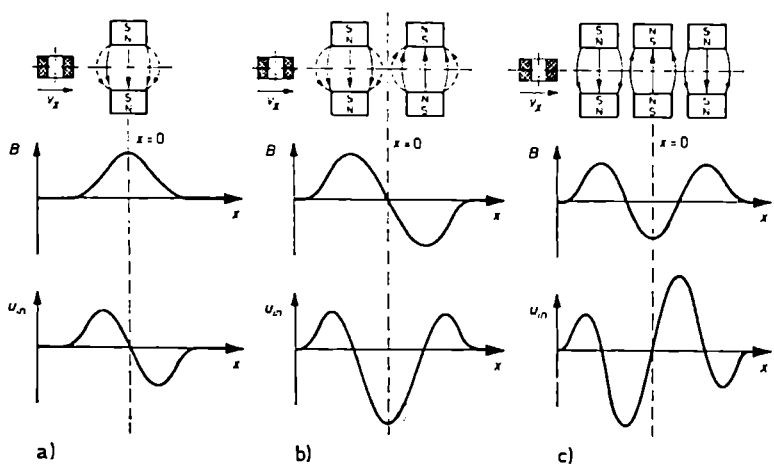
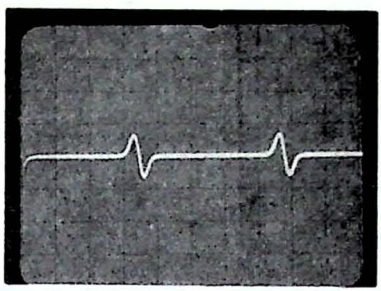


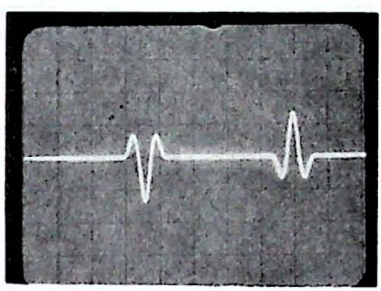
Bild 12: Verlauf von Induktion und induzierter Spannung beim
a) Einmagnetsystem
b) Zweimagnetsystem
c) Dreimagnetsystem

Beim Ein- und Dreimagnetsystem hat die induzierte Spulenspannung beim Hin- und beim Rückschwung der Unruh den gleichen Spannungsverlauf. Beim Zweimagnetsystem ändert sich die Polarität der Spannung mit der Schwingungsrichtung. Die Geschwindigkeit v_x ist in Wirklichkeit nicht konstant, sondern resultiert aus der harmonischen Bewegung des Schwingers.

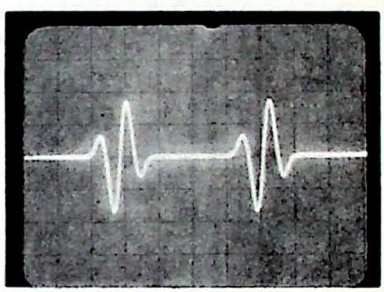
Der tatsächliche Spannungsverlauf (Bild 13) läßt das jedoch kaum erkennen, weil die Schwingungsamplitude der Unruh von z. B. 240° groß gegenüber dem vom Magnetsystem eingenommenen Winkel ist. Aus demselben Grund gilt für alle drei Spannungsverläufe, daß das Maximum der induzierten Spannung proportional zur Schwingungsamplitude der Unruh ist.



a)



b)



c)

Bild 13: Oszillogramm der induzierten Spannung beim
a) Einmagnetsystem
b) Zweimagnetsystem
c) Dreimagnetsystem

3. 1. 3. Zeitpunkt des Antriebsimpulses

Um ein gedämpftes Schwingungssystem mit konstanter Amplitude schwingen zu lassen, muß man den Energieverlust durch eine gleichgroße Energiezufuhr ausgleichen. Der Einfluß der zugeführten Energie auf die Frequenz ist um so geringer, je größer die momentane kinetische Energie des Schwingers ist. Am günstigsten erfolgt die Energiezufuhr durch einen kurzen Antriebsimpuls, der beim Durchgang des Schwingers durch die Ruhelage wirksam ist.

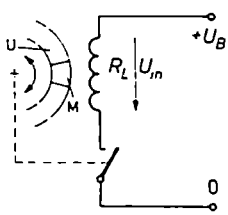
3. 1. 4. Steuerung des Antriebsimpulses

Man muß versuchen, zu erreichen, daß der Antriebsimpuls zum energetisch günstigsten Zeitpunkt ausgelöst wird. Aus den vorhergehenden Überlegungen gilt für dieses Optimum:

1. Die induzierte Spannung erreicht ihr Maximum.

2. Die kinetische Energie der Unruh erreicht ebenfalls ihr Maximum.

Beide Forderungen sind leicht vereinbar, wenn im Ruhezustand Spule und Magnetsystem so justiert werden, daß sich die Spule im Bereich des größten Feldstärkegradienten innerhalb des Magnetfeldes befindet. Im eingeschwungenen Zustand ist der richtige Zeitpunkt für den Stromimpuls dann erreicht, wenn die induzierte Spannung ihr Maximum hat. Da dieser Punkt gut definiert ist, ist eine mechanische Steuerung durch einen nokkenartigen Schaltkontakt auf der Unruhwelle möglich. Diese Steuerung wurde bei den Kontaktwerken benutzt, siehe Bild 14. Allerdings ist die Justierung der langen Kontaktfedern kritisch. Um die Reibungsverluste klein zu halten, ist der Kontaktdruck gering. Im Betrieb kann sich die Kontaktgabe mit der Zeit verschlechtern. Der nicht mehr sauber geschaltete Stromimpuls mindert die Antriebsleistung und führt zu Gangfehlern der Uhr.



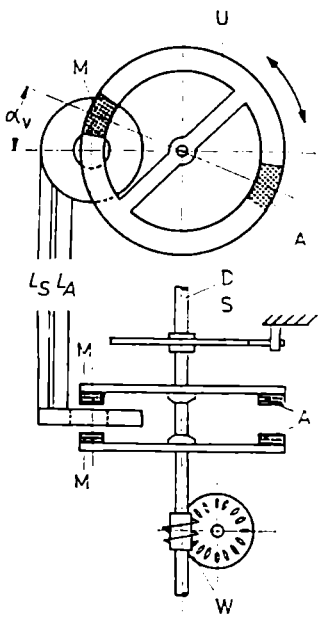
U Unruh
M Magnet

Bild 14: Schaltbild des Kontaktwerkes

Es ist daher ratsam, den mechanischen Schalter durch einen störungsfrei arbeitenden Transistor zu ersetzen. Um ihn ansteuern zu können, kommt jetzt zur Antriebsspule die Steuerspule hinzu. Sie ist erforderlich, um den Steuerimpuls für den Transistor zu erzeugen. Überschreitet die in der Steuerspule induzierte Spannung die Schaltschwelle des Transistors, die Basis-Emitter-Spannung, so wird der Transistor durchgesteuert, und der Batteriestrom kann durch die Antriebsspule fließen. Nimmt die induzierte Spannung wieder ab, dann wird der Transistor wieder gesperrt.

3. 2. Uhren mit Zweispulen-System

Bild 15 zeigt schematisch die räumliche Anordnung des Zweispulen-Antriebssystems und Bild 16 das Schaltbild. Durch die Relativbewegung zwischen Magnet und Spulen wird in der Steuerspule L_S eine Spannung induziert, die über den Koppelkondensator an die Basis des Transistors gelangt. Die in der Emitterleitung liegende Antriebsspule L_A erhält den Antriebsimpuls und vermittelt so dem Schwingsystem die zum Aufrechterhalten der Schwingung erforderliche Energie. Der Widerstand R bewirkt, daß die Unruh auch aus der Ruhelage zu Schwingungen angeregt wird, daß also Selbstanlauf der Uhr gewährleistet ist.



U Unruh
S Spiralfeder
D Unruhdrehachse
M Permanentmagnete
L_S Steuerspule
L_A Antriebsspule
A Auswuchtmassen
W mech. Integrator
α_V Vorstellwinkel

Bild 15: Schematischer Aufbau eines Unruh-Spiralfeder-Resonators mit permanentdynamischem Antrieb

3. 2. 1. Die integrierte Schaltung TAA 780

Großuhren werden meistens aus Braunstein-Batterien gespeist, deren Spannung mit zunehmender Entladung erheblich absinkt. Dadurch verringert sich im Laufe des Jahres die dem Schwinger zugeführte Antriebsleistung, und daraus resultiert eine Gangabweichung. Durch Einsatz der von INTERMETALL speziell für Großuhren entwickelten integrierten Schaltung TAA 780 läßt sich dieser Nachteil vermeiden. Die integrierte Schaltung TAA 780 (Bild 17) enthält außer dem Arbeitstransistor T1 eine Regel-

schaltung, die, unabhängig von der Batteriespannung, im Bereich von $U_B = 1{,}2 \ldots 1{,}7$ V die Spannung an der Antriebsspule konstant auf 1,1 V hält.

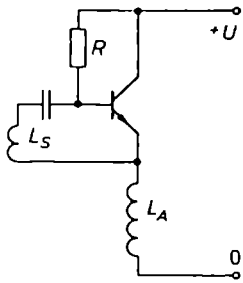


Bild 16: Prinzipschaltbild eines Zweispulen-Uhrantriebs

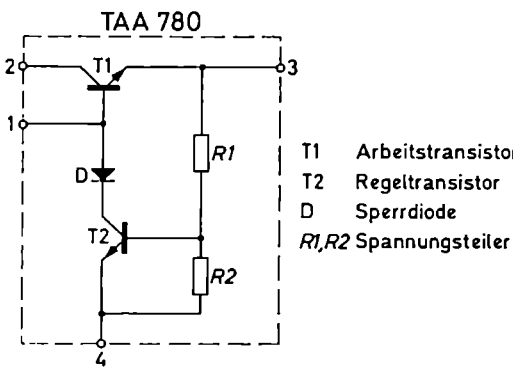


Bild 17: Innenschaltung des TAA 780

Der Arbeitstransistor

Der Arbeitstransistor T1 dient bei der Verwendung des IC in der Uhr als aktives Element der entdämpfenden Schaltung. Um den TAA 780 in den verschiedenen Schaltungsvarianten einsetzen zu können, sind an ihn die gleichen hohen Anforderungen zu stellen, wie sie diskrete Silziumtransistoren erfüllen. Dies konnte durch eine speziell für diese Anforderungen entwickelte Diffusion erreicht und übertroffen werden.

Die Regelschaltung

Die Regelschaltung hält die Ausgangsspannung $U_{3/4}$ im Eingangsspannungsbereich $1{,}2\ \text{V} < U_{2/4} < 1{,}7\ \text{V}$ konstant auf 1,1 V. Die Wirkungsweise der Regelung wird an Hand von Bild 18 erläutert. Die Eingangsspannung $U_{2/4}$ soll zwischen 0 V und 1,7 V variiert werden bei einem Strom I_1, der

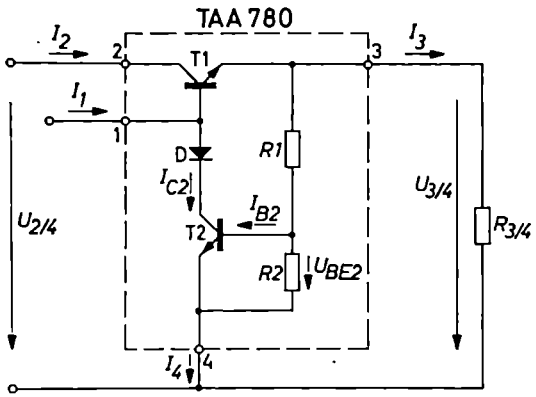


Bild 18: Meßschaltung für den TAA 780

ausreicht, den Arbeitstransistor bis auf seine Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung durchzusteuern. In der Uhrenschaltung liefert die Steuerspule L_S den Strom I_1. Dabei ergibt sich eine Stabilisierungskennlinie nach Bild 19. Im Bereich A steigt $U_{3/4}$ bei durchgesteuertem Transistor linear mit der Eingangsspannung an. Für die Ausgangsspannung gilt

$$U_{3/4} = U_{2/4} - U_{2/3\,sat}.$$

Proportional mit der Ausgangsspannung steigt auch die heruntergeteilte Spannung U_{BE2}. Dabei ist der Spannungsteiler $R1:R2$ so ausgelegt, daß bei einer Ausgangsspannung $U_{3/4} = 1{,}1$ V diese Teilspannung die Größe der Basis-Emitter-Schwellspannung des Steuertransistors T2 erreicht. Damit setzt die Stabilisierung ein. Der Regeltransistor T2 wird angesteuert

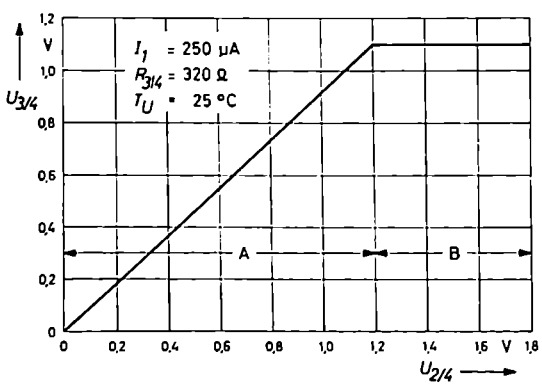


Bild 19: Ausgangsspannung $U_{3/4}$ in Abhängigkeit von der Eingangsspannung $U_{2/4}$

und übernimmt in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung $U_{3/4}$ einen Teil des Stromes I_1. Die Ausgangsspannung ergibt sich nach der Gleichung

$$U_{3/4} = U_{BE\,2} \cdot \left(\frac{R1}{R2} + 1\right) + I_{B\,2} \cdot R1$$

Darin gibt der erste Summand die Ausgangsspannung $U_{3/4}$ für den unbelasteten Teiler ($I_{B2} = 0$) an, der zweite Summand die Spannungserhöhung $+\Delta U_{3/4}$ bei Belastung des Teilers mit dem Basistrom I_{B2}.

In erster Näherung hängt damit die Ausgangsspannung von dem Teilerverhältnis $R1:R2$ und der Größe der Basis-Emitter-Schwellspannung U_{BE2} des Regeltransistors ab. Beide Werte lassen sich in integrierter Technik mit großer Genauigkeit herstellen. Als Größen zweiter Ordnung gehen der Absolutwert des Widerstandes $R1$ (und damit bei festgelegtem Teilerverhältnis auch $R1+R2$) und der Belastungsstrom I_{B2} ein. Beide Einflüsse konnten durch die Dimensionierung des Teilers und die Werte des Regeltransistors vernachlässigbar klein gehalten werden.

Die Regelschaltung stellt einen Proportionalregler dar. Das heißt, es bleibt eine Regelabweichung bestehen. Für den Basisstrom des Regeltransistors gilt die Gleichung

$$I_{B\,2} = I_s \cdot \exp\left(\frac{U_{BE\,2}}{U_T} - 1\right)$$

Darin ist U_T die Temperaturspannung (≈ 26 mV bei 20 °C) und I_s der Sättigungsstrom. Aus den beiden vorhergehenden Gleichungen ergibt sich

$$U_{3/4} = U_{BE\,2} \cdot \left(\frac{R1}{R2} + 1\right) + I_s \cdot R1 \cdot \exp\left(\frac{U_{BE\,2}}{U_T} - 1\right)$$

Ändert sich nun die Ausgangsspannung $U_{3/4}$ um $+\Delta U_{3/4}$, so muß der Regeltransistor einen um

$$+\Delta I_{CT\,2} = \frac{+\Delta U_{3/4}}{R_{3/4} \cdot h_{21\,e}}$$

größeren Stabilisierungsstrom aufnehmen. Die Abhängigkeit der Basis-Emitter-Schwellspannung eines Transistors von seinem Kollektorstrom ist gegeben durch die Gleichung

$$U_{BE\,2} = U_T \cdot \ln\left(1 + \frac{I_{C\,2}}{I_s \cdot h_{21\,e}}\right)$$

Darin ist h_{21e} die Kleinsignalstromverstärkung in Emitterschaltung. Für eine konstant angenommene Stromverstärkung h_{21e} ergibt sich damit eine um $+\Delta U_{B2}$ größere Basis-Emitter-Spannung von T2. Sie hat eine um den Wert $\Delta U_{3/4}$ höhere Ausgangsspannung $U_{3/4}$ zur Folge. Der sich damit ergebende Wert für den Stabilisierungsfaktor beträgt $S_{U3/4} \approx 2 \cdot 10^3$.

Dieser Effekt der restlichen Regelabweichung wird in der integrierten Schaltung selbst durch die gute thermische Kopplung der einzelnen

Elemente kompensiert. Bei steigender Betriebsspannung $U_{2/4}$ und annähernd konstanter Ausgangsspannung $U_{3/4}$ steigt die im Arbeitstransistor entstehende Verlustleistung proportional an. Dies hat eine Erhöhung der Kristalltemperatur zur Folge. Durch den negativen Temperaturgang der Basis-Emitter-Spannung des Regeltransistors wird damit dem Spannungsanstieg entgegengewirkt. Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß sich bei einer mittleren Stromaufnahme $I_2 = 200\ \mu A$ nahezu ideale Spannungsstabilisierung ergibt.

Der Temperaturgang der stabilisierten Spannung $U_{3/4}$ ist ebenfalls durch die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung des Regeltransistors gegeben. Da er mit $-2{,}8 \cdot 10^{-3}\ grd^{-1}$ noch in einem Bereich liegt, der durch geeignete Materialien für den Resonator kompensiert werden kann, wurde auf eine aufwendige elektrische Kompensation verzichtet.

Aufbau der Schaltung

Die integrierte Schaltung TAA 780 ist in einem quadratischen Silizium-Kristall von 0,4 mm Kantenlänge untergebracht. Durch eine spezielle Kontaktierungstechnik wurden nur noch drei Drahtverbindungen benötigt. Der Kristall ist in ein Kunststoffgehäuse eingebettet, das sowohl mit abgewinkelten als auch mit nicht abgewinkelten Anschlüssen lieferbar ist. Dadurch wird eine weitgehende Anpassung an die von den Uhrenherstellern verwendeten Aufbauverfahren ermöglicht. Bild 20 zeigt die beiden Gehäuseformen des TAA 780.

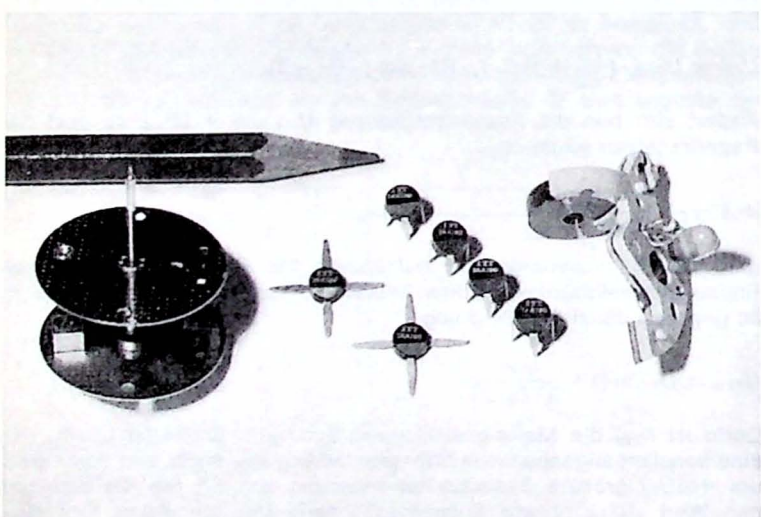


Bild 20: Die beiden Ausführungen des TAA 780 im Größenvergleich zu einem Bleistift. Daneben der Schwinger und der Spulenträger einer Uhr.

Schaltbeispiel mit dem TAA 780

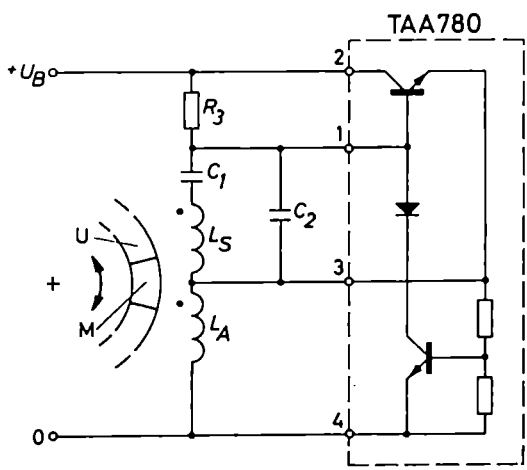
Bild 21 zeigt eine mögliche Beschaltung des TAA 780 zum spannungsstabilisierten Antrieb einer Uhr mit Selbstanlauf. Die Wirkungsweise ist folgende:

a) Selbstanlauf

Die Unruh ist um einen Vorstellwinkel α_v gegenüber der Spulenmitte verstellt. Über den Widerstand R_3 fließt nach Aufladung der Kondensatoren $C_1 \,//\, C_2$ ein Strom in die Basis des Arbeitstransistors T1. Der dann durch die Antriebsspule L_A fließende Strom bewirkt eine erste Auslenkung der Unruh in eine labile Lage. Infolge der Mitkopplung im Spule-Magnet-Verstärker-System wird die mechanische Schwingung bis zum stationären Betrieb angefacht.

b) Stationärer Betrieb

Er ist auch ohne das *RC*-Glied R_3 und C_1 unter Verzicht auf Selbstanlauf möglich. Die beim Überschwingen des Magneten in der Steuerspule L_S induzierte Impulsspannung öffnet den Arbeitstransistor kurzzeitig. Der dann durch die Antriebsspule L_A fließende Strom ist so gerichtet, daß die Bewegung der Unruh unterstützt wird. Der Kondensator C_2 verhindert



L_S	Steuerspule
L_A	Antriebsspule
R_3, C_1	Anlauf- und Vorspannungs-*RC*-Glied
C_2	Dämpfungskondensator
U	Unruh
M	Magnete
U_B	Betriebsspannung

Bild 21: Schaltbild einer elektronischen Uhr mit Selbstanlauf und Spannungsstabilisierung

eine Eigenschwingung der Schaltung. Durch die Regelschaltung wird die Spannung an der Antriebsspule für die Dauer des Impulses konstant gehalten. Damit ist bei gegebener Schwingungsweite der Unruh auch die ihr zugeführte Impulsleistung P konstant. Die der Unruh pro Impuls zugeführte Arbeit ist dann

$$W = P \cdot t_p$$

Die Impulsdauer wird mit steigender Schwingungsamplitude kleiner. Damit ergibt sich für den Schwinger zusätzlich eine Regelung, die ihn (auch in Abhängigkeit von Störgrößen, die am Schwinger angreifen) in seiner Schwingamplitude stabilisiert.

Die Bilder 22 . . . 24 zeigen Uhrwerke, die mit dem TAA 780 aufgebaut sind.

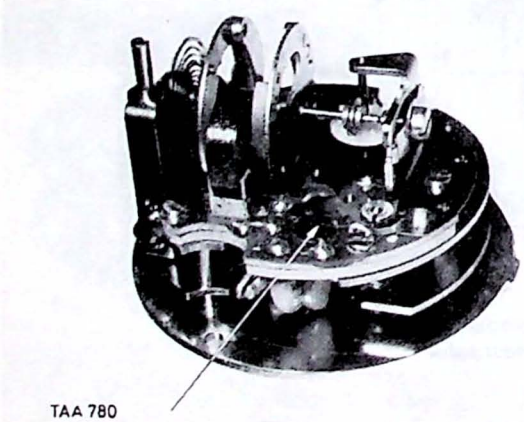


Bild 22: Elektronisches Uhrwerk mit TAA 780 (Prototyp aus dem Jahre 1968, Adolf Hanhart Uhrenfabrik, Gütenbach)

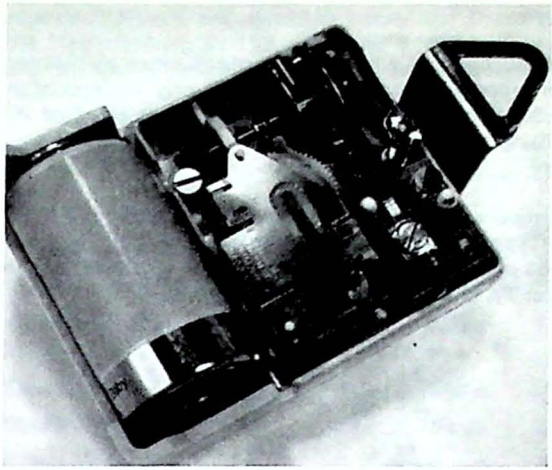


Bild 23: Elektronisches Uhrwerk mit TAA 780
(Hugo Hettich, Ludwigshafen am Bodensee)

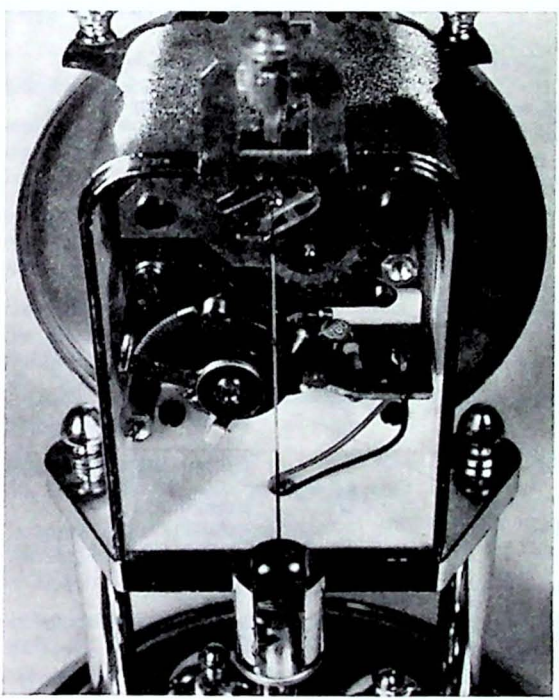


Bild 24: Elektronisches Uhrwerk mit TAA 780
(Hermle und Sohn, Gosheim)

Daten des TAA 780

Monolithisch integrierte Schaltung, z. B. für den spannungsstabilisierten Antrieb von Uhrwerken oder zur Arbeitspunktstabilisierung in Transistorschaltungen. Die Schaltung enthält den Arbeitstransistor T1 (siehe Bild 26) sowie eine Regelschaltung zur Stabilisierung der Ausgangsspannung $U_{3/4}$ auf 1,1 V.

Der TAA 780 wird normalerweise mit abgewinkelten Anschlußfahnen geliefert (Zusatz „A" zur Typenbezeichnung, siehe Bild 5 a). Auf besonderen Wunsch ist der TAA 780 jedoch auch mit flach liegenden Anschlußfahnen lieferbar (Zusatz „B" zur Typenbezeichnung, siehe Bild 5 b).

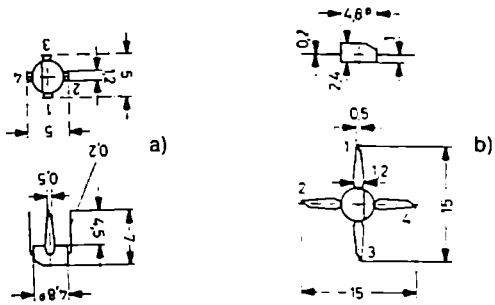
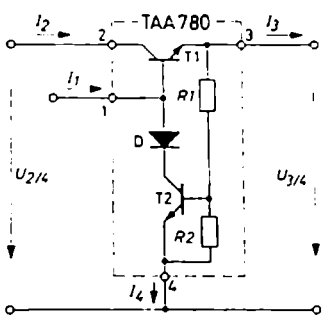


Bild 25: TAA 780 im Kunststoffgehäuse 50 B 4 nach DIN 41 867
a) TAA 780 „A" mit abgewinkelten Anschlußfahnen
b) TAA 780 „B" mit flach liegenden Anschlußfahnen
Gewicht ca. 0,1 g Maße in mm



T1: Arbeitstransistor
T2: Regeltransistor
D: Sperrdiode
R1, R2: Spannungsteiler

Bild 26: Innenschaltung des TAA 780, zugleich Meßschaltung

Alle nachfolgend angegebenen Kenn- und Grenzwerte beziehen sich auf die Meßschaltung Bild 26. Die Ziffer 0 im Index einiger Parameter deutet an, daß dabei jeweils alle anderen Anschlüsse offen sind. Es gelten die Definitionen

$$S_{U3/4} = \frac{\Delta U_{2/4} \cdot U_{3/4}}{\Delta U_{3/4} \cdot U_{2/4}} \quad \text{sowie} \quad \alpha_{U3/4} = \frac{\Delta U_{3/4}}{U_{3/4} \cdot \Delta T_U}$$

Grenzwerte

Kollektor-Basis-Spannung	$U_{2/1/0}$	3	V
Kollektor-Emitter-Spannung bei $R_{1/3}=5$ kΩ (extern)	$U_{2/3\,R}$	2	V
Emitter-Basis-Spannung	$U_{3/1/0}$	2	V
Substrat-Basis-Spannung	$U_{4/1/0}$	2	V
Kollektorstrom	I_2	15	mA
Stabilisierungsstrom	I_1	1	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−20 . . . +40	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	−20 . . . +125	°C

Kennwerte bei $T_U=25$ °C

Kollektor-Basis-Stromverhältnis des Transistors T 1 bei $U_{2/3}=1{,}5$ V, $I_2=0{,}3$ mA, $I_4=0$	$B_{0.3}$	250 (> 120)	
Kollektor-Sättigungsspannung des Transistors T 1 bei $I_2=3{,}5$ mA, $I_1=35$ µA, $I_4=0$	$U_{2/3sat}$	0,1 (< 0,12)	V
Basis-Sättigungsspannung des Transistors T 1 bei $I_2=3{,}5$ mA, $I_1=35$ µA, $I_4=0$	$U_{1/3sat}$	0,7	V
Gesamtwiderstand des Spannungsteilers	$R1+R2$	15 (> 10)	kΩ
stabilisierte Spannung bei $U_{2/4}=1{,}5$ V, $I_1=250$ µA, $I_3=3{,}5$ mA	$U_{3/4}$	1,1 ± 0,06	V
Spannungsstabilisierungsfaktor bei $U_{2/4}=1{,}3 \ldots 1{,}7$ V, $I_1=250$ µA $I_3=3{,}5$ mA	$S_{U3/4}$	−200	
Temperaturkoeffizient der stabilisierten Spannung bei $U_{2/4}=1{,}5$ V, $I_1=250$ µA, $I_3=3{,}5$ mA	$\alpha_{U3/4}$	$-2{,}8 \cdot 10^{-3}$	$\frac{1}{\text{grd}}$
Kleinsignalstromverstärkung des Transistors T 1 in Emitterschaltung bei $U_{2/3}=1{,}5$ V, $I_2=0{,}3$ mA, $I_4=0$	h_{21e}	250	

Bild 27:
Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung, bezogen auf $U_{2/4} = 1{,}5$ V, $U_{3/4} = 1{,}1$ V

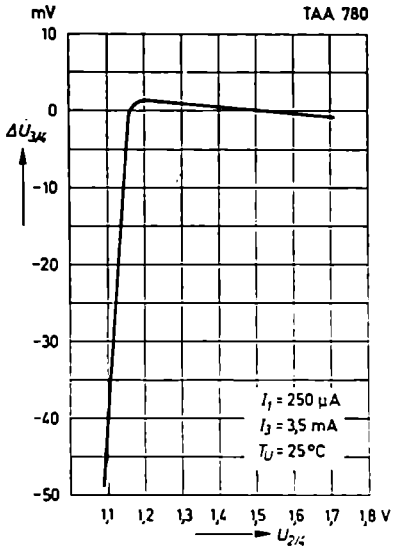


Bild 28:
Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Stabilisierungsstrom, bezogen auf $I_1 = 250$ µA, $U_{3/4} = 1{,}1$ V

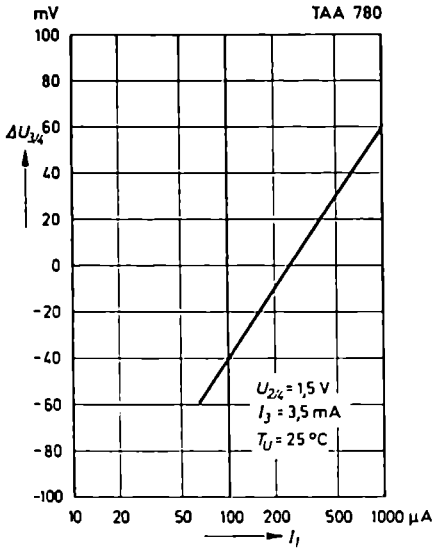
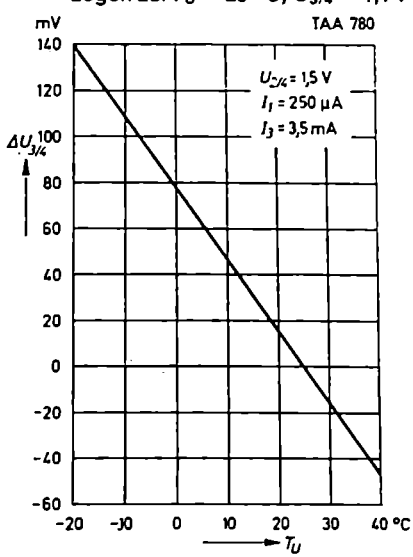


Bild 29:
Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, bezogen auf $T_U = 25$ °C, $U_{3/4} = 1{,}1$ V



3. 3. Uhren mit Einspulen-System

3. 3. 1. Ersatz der Steuerspule durch eine Phasenumkehrstufe

Es ist möglich, die beim Zweispulen-System erforderliche Steuerspule wegzulassen, indem das Steuersignal für die Uhr-Elektronik aus der Antriebsspule abgeleitet wird. In der Antriebsspule steht die Information über die Stellung der Spule zum Magnetsystem zur Verfügung, allerdings in einer Polarität, die zum Aufsteuern des Arbeitstransistors ungeeignet ist. Mit einer Umkehrstufe dreht man die Phasenlage der induzierten Spannung der Antriebsspule und kann jetzt mit dem gedrehten Signal den Arbeitstransistor ansteuern.

Die Phasenumkehrstufe besteht aus einem zum Arbeitstransistor komplementären Transistor. Die Komplementärschaltung ist vorteilhaft, weil beide Transistoren nur während des relativ kurzen Antriebsimpulses leitend sind und Strom ziehen. Der zusätzliche Stromverbrauch bleibt dadurch klein. Die Phasenumkehrstufe ist über ein einfaches Koppelnetzwerk mit der Antriebsspule verbunden, siehe Bild 30. Außerhalb der Stromflußzeit bleibt die Schaltung durch eine am Emitterkondensator der Phasenumkehrstufe entstehende Vorspannung sicher im gesperrten Zustand.

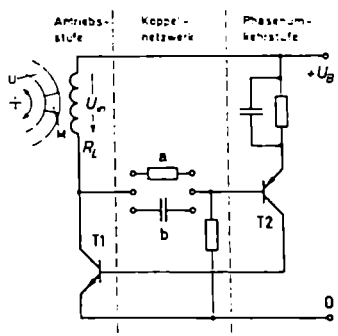


Bild 30: Einspulen-Uhrantriebsschaltung, Ankopplung der Phasenumkehrstufe über
a) ohmschen Spannungsteiler
b) *RC*-Glied

Mit der beschriebenen Schaltung ist auch ein Anlauf aus dem Stillstand möglich, da bei fehlender induzierter Spulenspannung die Schaltung Kippschwingungen als komplementärer Multivibrator ausführt, die schon bei kleiner Amplitude von der Unruh synchronisiert werden.

3. 3. 2. Die integrierten Schaltungen TBA 840 und TCA 840

Die integrierten Schaltungen TBA 840 und TCA 840 wurden bei INTERMETALL nach dem Prinzip von Bild 30a entwickelt, weil diese Schaltung

mit der geringsten Zahl von äußeren Schaltungselementen und damit Anschlußpunkten auskommt. Außer der Antriebsspule und der Batterie benötigt eine mit dem TBA 840 oder TCA 840 aufgebaute Uhr-Elektronik nur noch einen Kondensator. Bild 5 zeigt eine mit dem TBA 840 aufgebaute elektronische Armbanduhr.

Der TBA 840 hat ein rundes Kunststoffgehäuse DIN 50 B 4 mit einem Durchmesser von 5 mm. Das Gehäuse des TCA 840 ist wesentlich kleiner; es mißt nur 3 x 1,8 x 1,4 mm³. Der TCA 840 ist in zwei Versionen lieferbar, mit und ohne den später erläuterten Gegenkopplungswiderstand R_5.

Bild 31 zeigt Innenschaltung und äußere Beschaltung des TBA 840 und gilt sinngemäß auch für den TCA 840. Anhand von Bild 31 werden nachfolgend die Eigenschaften und das Betriebsverhalten des TBA 840 erläutert. Unter Berücksichtigung der anderen Anschlußnummern gelten die Ausführungen ebenso für den TCA 840.

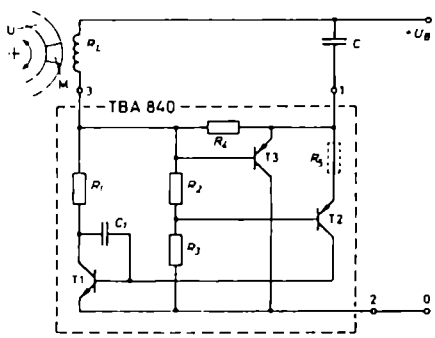


Bild 31: Innenschaltung und Betriebsschaltung des TBA 840

In Bild 32 ist der zeitliche Verlauf der Spannung u_3 und des Stromes i_3 für ein Dreimagnet-System dargestellt. Mit der Spule in Reihe liegt der integrierte Widerstand R_1, an dem im durchgeschalteten Zustand ein Teil der induzierten Spannung abgegriffen wird. Ohne diesen Widerstand ist eine definierte Abschaltung durch die induzierte Spannung nicht möglich, weil der Spannungsabfall U_3 dann nur noch die Sättigungsspannung des Arbeitstransistors wäre. Nach Bild 33 lautet die Gleichung für die Restspannung

$$U_3 = -\frac{R_1}{R_L+R_1} \cdot u_{in} + \frac{R_1}{R_L+R_1}(U_B - U_{sat}) + U_{sat}$$

Anders als beim Prinzipschaltbild (Bild 30a) ist beim TBA 840 in der Schaltung Bild 31 der Entladewiderstand R_4 an den Spulenanschluß 3 und nicht an $+U_B$ angeschlossen. Neben der Einsparung eines direkten IC-Anschlusses für den positiven Pol der Versorgungsspannung wird vor allem verhindert, daß die Schaltung ähnlich wie ein Thyristor in

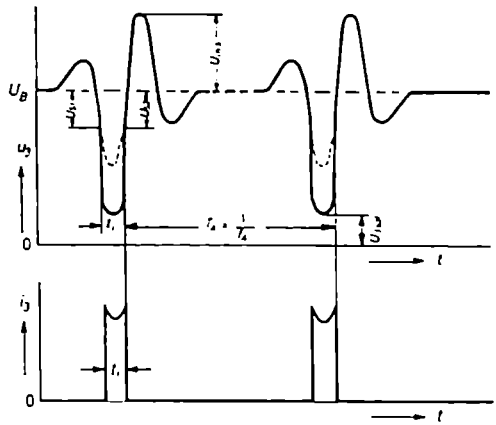


Bild 32: Zeitlicher Verlauf der Spannung u_3 und des Stromes i_3 am Beispiel eines Dreimagnet-Systems. U_{S1} ist die Einschaltschwelle und U_{S2} die Ausschaltschwelle.

einen dauernd leitenden Zustand gelangen kann, denn über den Widerstand R_4 fließt im gekippten Zustand kein Haltestrom für den Transistor T2.

Unter Umständen kann es günstig sein, die Verstärkung des Transistors T2 durch eine Spannungsgegenkopplung herabzusetzen. Das ist mit dem in Bild 31 gestrichelt gezeichneten Emitterwiderstand R_5 möglich, der beim TCA 840 B zusätzlich vorhanden ist. Der Hilfstransistor T3 unterstützt die Aufladung des Kondensators durch den Emitterstrom von T2. Dabei bleibt das Schaltungsprinzip von Bild 30a trotz des weiteren Transistors grundsätzlich erhalten. Mit dem integrierten Gegenkopplungskondensator C_1

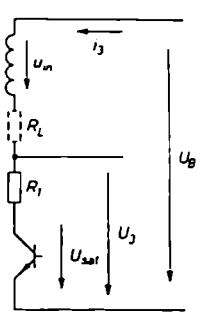


Bild 33: Zur Definition der Restspannung U_{3sat}

wird verhindert, daß die Schaltung auf der Eigenresonanzfrequenz der Spule schwingt. Diese Schwingung würde den Antriebsimpuls beeinflussen, weil der Transistor T1 nicht mehr richtig durchschalten würde. Die Amplitude der Unruh würde absinken und die Uhr einen Gangfehler bekommen.

Der Einschaltvorgang

Überschreitet die induzierte Spannung u_{in} die Einschaltschwelle U_{S1} (siehe Bild 32), so führt die starke Mitkopplung zwischen den Transistoren T1 und T2 zum Umkippen der Schaltung vom gesperrten in den leitenden Zustand. Durch die Spule fließt jetzt der Antriebsstrom i_3. Gleichzeitig wird durch den Emitterstrom von T2 der Kondensator C aufgeladen. Der Hilfstransistor T3 unterstützt diese Aufladung. Die Einschaltschwelle U_{S1} resultiert aus dem Spannungsteiler R_2, R_3, der Kondensatorspannung U_C, der Basis-Emitter-Spannung U_{BE2} und der Batteriespannung U_B. Die Einschaltschwelle U_{S1} ist nicht konstant, sondern nimmt in der Impulspause infolge der Entladung des Kondensators C über den Entladewiderstand R_4 ab. Zum Einschalten des Arbeitstransistors T1 muß der Augenblickswert der induzierten Spulenspannung folgenden Wert annehmen:

$$u_{in} \geq \frac{R_2+R_3}{R_3}\,(U_{BE\,2} + U_C) - \frac{R_2}{R_3} \cdot U_B$$

Der Ausschaltvorgang

Das Zurückkippen der Schaltung vom leitenden in den gesperrten Zustand erfolgt, wenn nach dem Maximum der induzierten Spannung der größer werdende Antriebsstrom am Widerstand R_1 einen so großen Spannungsabfall erzeugt, daß die Ausschaltschwelle U_{S2} unterschritten wird. Auch hier wird der Kippvorgang durch die Rückkopplung in der Schaltung unterstützt. Am Anschluß 3 des TBA 840 springt die Spannung auf den Wert der induzierten Spannung zurück. Die Schaltung verhält sich nun passiv. Der Kondensator C wird über den Entladewiderstand R_4 langsam entladen. Die kleiner werdende Kondensatorspannung erniedrigt die Einschaltschwelle und bereitet so den nächsten Antriebsimpuls vor. Die Ausschaltbedingung lautet:

$$U_3 \geq \frac{R_2+R_3}{R_3} \cdot (U_B - U_C - U_{BE\,2})$$

Die Amplitudenstabilisierung

Bei den herkömmlichen mechanischen Uhrwerken ist die Antriebsleistung für die Unruh konstant. Die Amplitude der Unruh ist daher lastabhängig. Anders dagegen wird bei den elektrodynamischen Uhrantrieben die Unruhamplitude automatisch stabilisiert, weil sich die Antriebsleistung über die Stromaufnahme der Last anpaßt. Diese Eigenstabilisierung erfolgt durch den IC, denn die Schaltschwelle wird durch das Maximum der indu-

zierten Spannung mitgezogen. Insbesondere ist daran der Hilfstransistor T3 beteiligt. Die Dauer der Antriebsimpulse wird so durch die Schaltschwelle beeinflußt.

Wird z. B. durch einen Drehstoß die Amplitude der Unruh größer, dann bewirkt die erhöhte Schaltschwelle, daß der Antriebsimpuls kürzer wird. Die eingekoppelte Energie ist klein, und die Amplitude der Unruh sinkt rasch auf ihren Normalwert ab. Bei zu kleiner Amplitude der Unruh ist die Schaltschwelle niedrig, und dadurch vergrößert sich die Dauer des Antriebsimpulses. Die eingekoppelte Energie ist groß und beschleunigt die Unruh, bis die Normalamplitude wieder erreicht ist.

Da das entladungsabhängige Absinken der Batteriespannung bei den verwendeten Quecksilber- oder Silberoxidbatterien sehr gering ist, konnte auf eine zusätzliche Spannungsstabilisierung in der integrierten Schaltung verzichtet werden.

Das Temperaturverhalten

Der Temperatureinfluß der integrierten Schaltung auf die Höhe der Schaltschwelle und damit auf den Antriebsimpuls ist gering. Transistor T1 ist stromgesteuert und daher unempfindlich gegen Temperaturschwankungen. Bei dem spannungsgesteuerten Transistor T2 ginge jedoch die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung mit -2 mV/grd in die Schaltschwelle ein, wenn der Emitter von T2 an ein festes Bezugspotential angeschlossen wäre, siehe Bild 32. Das ist aber nicht der Fall – der Emitter von T2 ist an den auf die Spannung U_C aufgeladenen Kondensator angeschlossen –, und eine Änderung der Basis-Emitter-Spannung um ΔU ändert die Kondensatorspannung U_C um $-\Delta U$, weil das Kondensatorpotential über T2 und insbesondere durch T3 auf seinen genauen Wert eingestellt wird. So geht in die Einschaltschwelle U_{S1}, bei der der Transistor T2 leitend wirkt, ΔU einmal mit positivem und einmal mit negativem Vorzeichen ein und wird dadurch neutralisiert.

Die Temperaturabhängigkeit der integrierten Widerstände ist ohne Bedeutung für die Funktion der Schaltung, denn solange das Verhältnis der Widerstände konstant bleibt, ist die Schaltung unempfindlich gegen Widerstandsschwankungen. Infolge der thermischen Kopplung im Kristall haben aber alle integrierten Widerstände des TBA 840/TCA 840 denselben Temperaturkoeffizienten, so daß ihr Verhältnis konstant bleibt.

Man kann zusammenfassend sagen, daß für Uhrwerke mit ausreichend großer induzierter Spannung die Amplitude der Unruh im Betriebstemperaturbereich nahezu konstant ist.

Selbstanlauf

Der TBA 840/TCA 840 ermöglicht absoluten Selbstanlauf der Unruh. Durch die Regeleigenschaften der Schaltung ist die Antriebsleistung bei kleiner Unruhamplitude groß. Die Unruh erreicht dadurch schnell ihre Nennamplitude.

Die Nichtlinearität der Kondensatoraufladung durch Transistor T3 (Bild 31) bei kleiner Amplitude unterstützt den Anlauf, weil die Schaltschwelle anfangs niedrig bleibt.

Bei stillstehender Unruh schwingt die Schaltung als astabiler Multivibrator. Die Periodendauer der erzeugten Kippschwingung liegt dabei über der Periodendauer im normalen Betrieb. Sie entspricht etwa der Zeitkonstante $\tau = C \cdot R_4$. Im leitenden Zustand des Arbeitstransistors T1 treibt der durch die Antriebsspule fließende Stromimpuls die Unruh an und bringt sie auf eine Amplitude, bei der die Kippschwingung durch die induzierte Spulenspannung synchronisiert wird. Bei der Synchronisation überschreitet die Spulenspannung die absinkende Schaltschwelle im richtigen Augenblick und löst einen Antriebsimpuls aus.

Ist die Unruh sehr träge, so wird die Synchronisation erst über eine Teilsynchronisierung erreicht, weil die Amplitudenzunahme pro Antriebsimpuls nur gering ist. Während der Teilsynchronisierung wird zwar jeder Antriebsimpuls zum richtigen Zeitpunkt im Spannungsmaximum ausgelöst, aber die Pulsfolge überspringt ein bis drei mögliche Synchronisationsschritte. Die Amplitude steigt so langsamer an als im vorigen Absatz beschrieben. Mit steigender Amplitude der Unruh werden die Synchronisationsschritte stufenweise kürzer, bis zuletzt die volle Synchronisation bei 30 . . . 40° Schwingungswinkel der Unruh eintritt.

Der Anlauf von Unruhen mit großem Trägheitsmoment kann verbessert werden, indem der Widerstand R_5 vorgesehen wird, weil durch diese Gegenkopplung die Aufladung des Kondensators C über den Transistor T2 (siehe Bild 31) verlangsamt wird. Dadurch ergibt sich bei gleicher Periodendauer eine längere Dauer der Antriebsimpulse und damit eine höhere Antriebsleistung während des Anlaufs. Eine Vergrößerung der Kapazität des externen Kondensators C führt zwar auch zu einer längeren Dauer der Antriebsimpulse, jedoch wird damit die Periodendauer der Kippschwingung in gleichem Maße größer. Dieser Nachteil kann in Grenzen durch Parallelschalten eines äußeren Widerstandes zu R_4 ausgeglichen werden.
Alle beschriebenen Maßnahmen hängen sehr vom verwendeten Uhrwerk ab. Ihre Auswirkung auf das Anlauf- und das Gesamtverhalten der Uhr kann daher nur im Versuch sicher ermittelt werden.

Betriebsdaten

Die Ermittlung der Betriebsdaten bei einem vorhandenen Uhrwerk ist leicht möglich, wenn das Werk nach den Dimensionierungsvorschriften an den TBA 840/TCA 840 angepaßt wird. Zur Messung des Stromverbrauchs sollte ein Meßinstrument mit einem Innenwiderstand $< 30\ \Omega$ und mit vernachlässigbarer Induktivität verwendet werden. Es wird der arithmetische Mittelwert der Stromimpulse gemessen, Meßschaltung Bild 34.

Um zu allgemeingültigen Daten zu kommen, die nicht an ein spezielles Uhrwerk gebunden sind, läßt sich mit handelsüblichen Funktionsgeneratoren jeder typische Betriebsfall reproduzierbar einstellen. Mit einer perio-

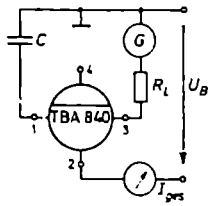


Bild 34a: Meßschaltung des TBA 840

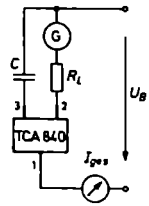


Bild 34b: Meßschaltung des TCA 840

dischen Spannung nach Bild 35 wird der Verlauf der induzierten Spulenspannung von Ein- und Dreimagnet-Uhrwerken befriedigend genau nachgebildet. Für Zweimagnet-Uhrwerke ist die Nachbildung der induzierten Spulenspannung auf diese einfache Weise zwar auch möglich, nur ist zu beachten, daß hierbei die Unruh nur einen Antriebsimpuls je Vollschwingung erhält. Der Polaritätswechsel der induzierten Spannung zwischen Hin- und Rückschwung der Unruh führt nur in einer Schwingungsrichtung zur Auslösung des Antriebsimpulses. Die Periodendauer der nachgebildeten Spulenspannung muß daher beim Zweimagnet-System gleich der Dauer einer Vollschwingung der Unruh sein.

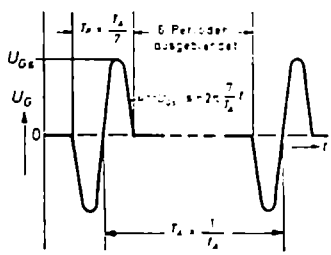


Bild 35:
Nachbildung der induzierten Spulenspannung

Dimensionierungshinweise

Um ein vorgegebenes Uhrwerk optimal mit dem TBA 840/TCA 840 anzutreiben, kann es erforderlich werden, die Antriebsspule an den Einspulenbetrieb anzupassen. Das ist infolge der spezifischen Werkseigenschaften meist nur im Versuch möglich. Drahtdurchmesser, Windungszahl und damit der Spulenwiderstand werden so gewählt, daß die gewünschte Unruhamplitude bei der kleinstmöglichen Stromaufnahme erreicht wird. Bild 36 zeigt schematisch den Verlauf der Unruhamplitude als Funktion von Drahtdurchmesser und Windungszahl. Ein weiterer Parameter ist dabei die Stromaufnahme der Schaltung.

Zur Anpassung des TBA 840/TCA 840 an das Uhrwerk gehört auch die richtige Wahl der Kapazität des externen Kondensators *C*. Davon hängt die Lage der Einschaltschwelle U_{S2} und die Lage der Ausschalt-

schwelle U_{S2} ab, siehe Bild 32. Sind beide Schwellen gleichgroß, so liegt der Antriebsimpuls symmetrisch zum Maximum der induzierten Spannung, und die Schaltung erreicht so ihren günstigsten Wirkungsgrad. Als Anhaltspunkt für die optimale Wahl der Kapazität C gibt das Diagramm Bild 42 unter Meßbedingungen Richtwerte. Leichte Schwellenunsymmetrie infolge Toleranzen der Kapazität und der integrierten Schaltung sind zulässig. Stärkere Abweichungen erfordern eine Korrektur der Kapazität, bis die Symmetrie im stationären Betrieb erreicht ist.

Betrieb von Stimmgabeluhren

Die Verwendung des TBA 840/TCA 840 als Antriebsschaltung für Einspulen-Stimmgabeluhren soll hier nur kurz erwähnt werden. Die Anpassung der integrierten Schaltung an das Uhrwerk ist wegen der einfachen Form der induzierten Spannung und wegen der hohen Güte des Resonators weniger kritisch als bei der Uhr mit Unruh. Spule und Magnetsystem arbeiten nur innerhalb des linearen Feldbereiches. Die induzierte Spannung hat daher Sinusform.

Die hohe Frequenz und die kurze Dauer des Antriebsimpulses führen zu einer kleinen Kapazität des externen Kondensators C (Größenordnung 30 nF). Der genaue Wert wird wiederum so gewählt, daß der Antriebsimpuls symmetrisch zum Maximum der induzierten Spulenspannung liegt. Durch die Sinusform der induzierten Spannung ist das Tastverhältnis t_i/T_A der Antriebsimpulse etwa um den Faktor 3 größer als bei der Unruhuhr. Es ist daher u. U. vorteilhaft, den Widerstand R_5 vorzusehen (TCA 840 B), um das Tastverhältnis der Antriebsimpulse an die Stimmgabeluhr anzupassen. Ein zusätzlicher Entladewiderstand parallel zu R_4 hat, in Grenzen, die gleiche Wirkung.

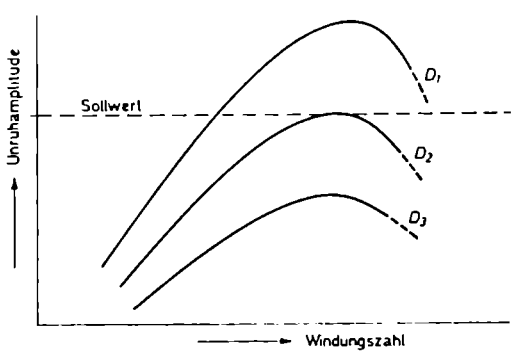


Bild 36: Unruhamplitude in Abhängigkeit von der Windungszahl, $D_1 \ldots D_3$ = Drahtdurchmesser

Daten des TBA 840

Monolithisch integrierte Schaltung in Bipolartechnik zum Antrieb von Armbanduhren mit Einspulen-Unruh-System.

Der TBA 840 benötigt außer der Antriebsspule nur noch einen externen Kondensator und ermöglicht daher einen extrem raumsparenden Aufbau der Uhr-Elektronik. Für Schwingungssysteme mit ausreichender induzierter Spannung ist Selbstanlauf gewährleistet. Die mechanische Schwingungsamplitude ist stabilisiert gegen äußere Einflüsse. Die Amplitudenabweichung im Umgebungstemperaturbereich beträgt nur wenige Grad.

Für die Versorgung ist die übliche Quecksilber- oder Silberoxidzelle vorgesehen. Der Eigenverbrauch der Antriebsschaltung ist gering.

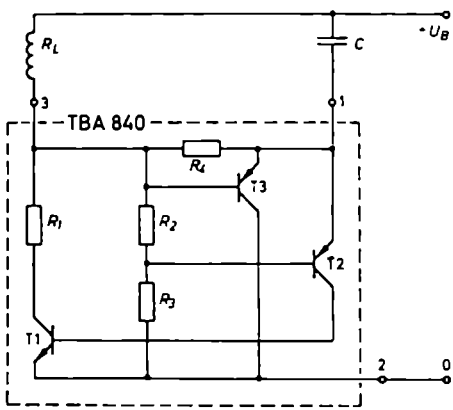


Bild 37: Innenschaltung des TBA 840 und Betriebsschaltung

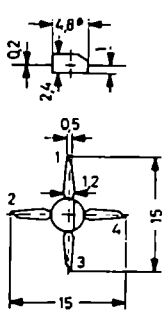


Bild 38:
TBA 840 im Kunststoffgehäuse 50 B 4 nach DIN 41 867
Gewicht ca. 0,1 g Maße in mm

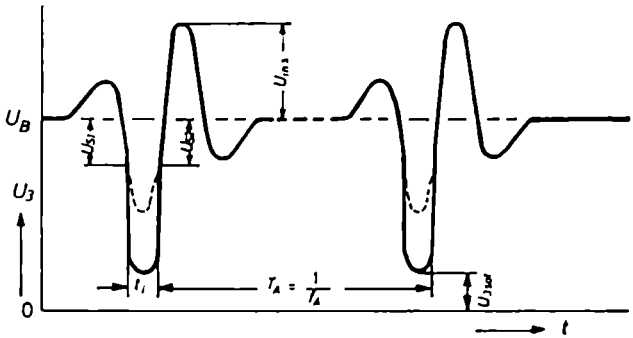


Bild 39: Zeitlicher Verlauf der Spannung u_3 bei einem Dreimagnet-System

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 2.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	3	V
Strom in Anschluß 1	I_1	1	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	$-10 \ldots +60$	°C

Empfohlene Betriebswerte

Nenn-Versorgungsspannung	U_B	1,35 oder 1,5	V
Frequenz der Antriebsimpulse	f_A	2,5 ... 12	Hz
Kondensator	C	0,5 ... 4	µF
Tastverhältnis (siehe Bild 39)	t_i/T_A	0,03 ... 0,1	
Spulenwiderstand	R_L	1,5 ... 3,5	kΩ

Meßbedingungen für die Kennwerte

Die Kennwerte werden in der Meßschaltung Bild 40 unter nachstehenden Bedingungen gemessen. Die induzierte Spulenspannung, die bei Ein- und Dreimagnetwerken beim Hin- und beim Rückschwung der Unruh gleichen Spannungsverlauf hat, wird bei der Messung mit einem Funktionsgenerator durch eine periodische Signalspannung nach Bild 41 nachgebildet.

Versorgungsspannung	U_B	1,5	V
Lastwiderstand	R_L	2,5	kΩ
Signalspannung (siehe Bild 41)	U_{G_s}	0,9	V
Frequenz der Antriebsimpulse	f_A	6	Hz
Kondensator	C	1	µF

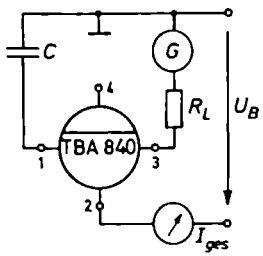


Bild 40: Meßschaltung

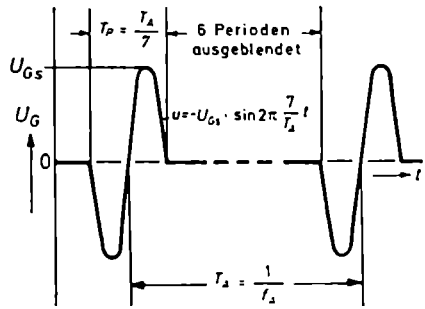


Bild 41: Nachbildung der induzierten Spulenspannung

Kennwerte bei $T_U = 25\,°C$

Siehe hierzu die vorstehenden Meßbedingungen.

Stromaufnahme, arithm. Mittelwert	I_{ges}	8,5	µA
Verhältnis von Antriebsstrom für den Schwinger zu Gesamtstrom	I_A/I_{ges}	0,9	
Dauer der Antriebsimpulse	t_i	7,8	ms
Tastverhältnis der Antriebsimpulse	t_i/T_A	0,05	
Sättigungsspannung	U_{3sat}	0,3	V
Ausgangs-Serienwiderstand (siehe Bild 37)	R_1	1	kΩ
Spitzenwert des Antriebsstromes im durchgeschalteten Zustand	I_{3s}	$\frac{U_B - U_S}{R_L + R_1}$	
Schaltschwellen	$U_{S1} = U_{S2}$	0,5	V

Hinweise zur Dimensionierung von Schaltungen mit dem TBA 840

Die optimale Lage für den Antriebsimpuls liegt dann vor, wenn die Einschaltschwelle U_{S1} und die Ausschaltschwelle U_{S2} gleich groß sind. Diese Einstellung hängt sowohl von der gewählten Kapazität C ab als auch von den Eigenschaften des Uhrwerks, wie induzierte Spulenspannung U_{ins}, Antriebsfrequenz f_A, Tastverhältnis t_i/T_A und Spulenwiderstand R_L.

Weil beim Zweimagnet-System die Polarität der induzierten Spannung mit der Schwingungsrichtung wechselt, ist bei der Dimensionierung der äußeren Beschaltung darauf zu achten, daß ein Antriebsimpuls nur einmal je Vollschwingung abgegeben wird.

Die Schaltschwelle wird von der induzierten Spulenspannung mitgesteuert. Bei optimaler Impulseinstellung, nämlich $U_{S1} = U_{S2}$, ist die Schaltschwelle nur noch vom induzierten Spannungsmaximum abhängig.

Der Selbstanlauf eines Schwingsystems hängt vorwiegend von den Eigenschaften des Schwingers und der Spule ab. Die Anlaufzeit ist bestimmt durch das Trägheitsmoment der Unruh, das Magnetsystem, die Höhe der induzierten Spulenspannung und durch den Spulenwiderstand.

Bild 42:
Diagramm zur Ermittlung der Kapazität des Kondensators C. Es gelten die Meßbedingungen für die Kennwerte

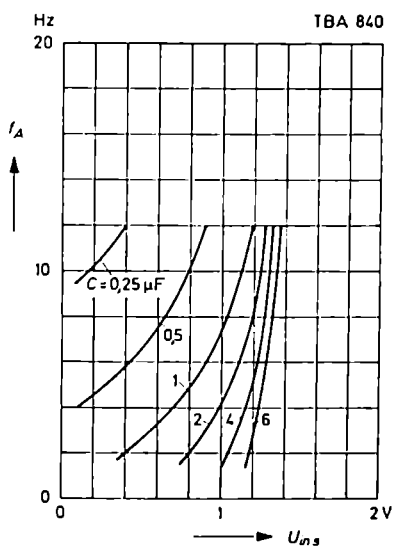
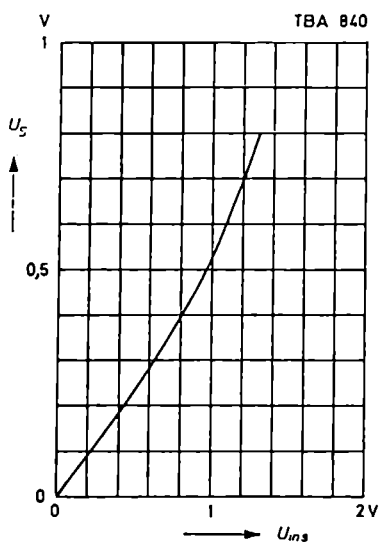


Bild 43:
Schaltschwelle in Abhängigkeit von der induzierten Spulenspannung



Daten des TCA 840 (Daten für Entwicklungsmuster)

Monolithisch integrierte Schaltung in Bipolartechnik zum Antrieb von Armbanduhren mit Einspulen-Unruh- oder Einspulen-Stimmgabel-System.

Der TCA 840 benötigt außer der Antriebsspule nur noch einen externen Kondensator und ermöglicht daher einen extrem raumsparenden Aufbau der Uhr-Elektronik. Für Schwingsysteme mit ausreichender induzierter Spannung ist Selbstanlauf gewährleistet. Die mechanische Schwingungsamplitude ist stabilisiert gegen äußere Einflüsse. Die Amplitudenabweichung im Umgebungstemperaturbereich beträgt bei Unruhschwingern nur wenige Winkelgrade. Zur Stromversorgung ist die übliche Silberoxyd- oder Quecksilberoxidzelle vorgesehen. Der Eigenverbrauch der Antriebsschaltung ist gering.

Die Version TCA 840 A (grün) ist für Uhren mit leichtem Unruhschwinger vorgesehen. Für Uhren mit Stimmgabelschwinger oder relativ träger Unruh wird die Version TCA 840 B (rot) empfohlen.

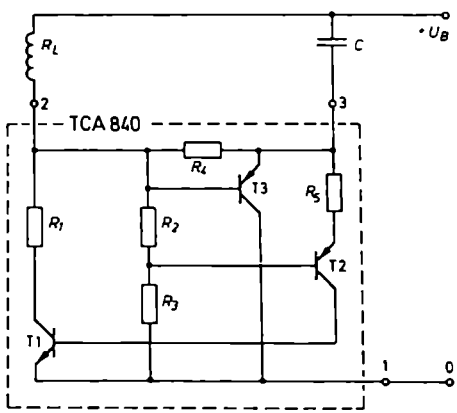


Bild 44: Innenschaltung und Betriebsschaltung des TCA 840

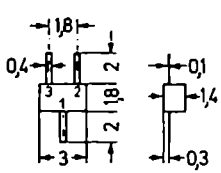


Bild 45: TCA 840 im Kunststoffgehäuse
Gewicht ca. 0,05 g Maße in mm

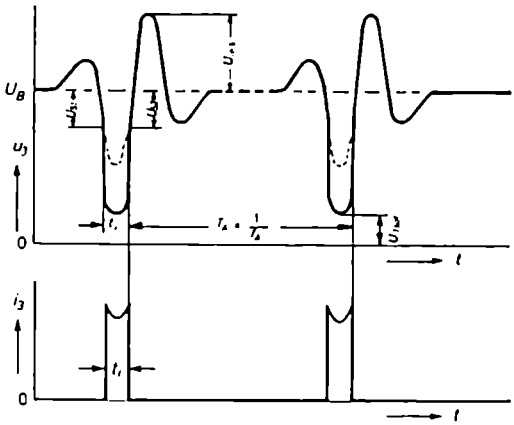


Bild 46: Zeitlicher Verlauf der Spannung u_2 und des Stromes i_2 bei einem Dreimagnet-Unruh-System

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 1.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	3	V
Strom in Anschluß 3	I_3	1	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−10 ... + 60	°C

Empfohlene Betriebswerte

Nenn-Versorgungsspannung	U_B	1,35 oder 1,5	V
Frequenz der Antriebsimpulse	f_A	2,5 ... 12	Hz
Tastverhältnis (siehe Bild 46)	t_i/T_A	0,03 ... 0,1	
Spulenwiderstand	R_L	1,5 ... 3,5	kΩ
Kondensator	C	0,5 ... 4	µF

Meßbedingungen für die Kennwerte

Die Kennwerte werden in der Meßschaltung Bild 47 unter nachstehenden Bedingungen gemessen. Die induzierte Spulenschaltung, die bei Ein- und Dreimagnetwerken beim Hin- und beim Rückschwung der Unruh gleichen Spannungsverlauf hat, wird bei der Messung mit einem Funktionsgenerator durch eine periodische Signalspannung nach Bild 48 nachgebildet.

Versorgungsspannung	U_B	1,5	V
Lastwiderstand	R_L	2,5	kΩ
Signalspannung (siehe Bild 48)	U_{G1}	0,9	V
Frequenz der Antriebsimpulse	f_A	6	Hz
Kondensator	C	1	µF

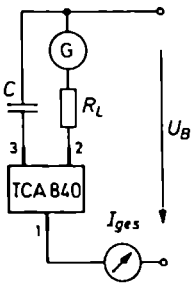


Bild 47: Meßschaltung

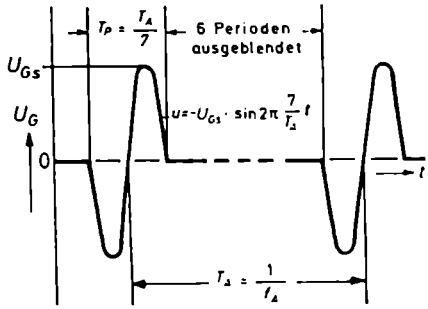


Bild 48: Nachbildung der induzierten Spulenspannung

Kennwerte bei $T_U = 25\,°C$

Siehe hierzu die vorstehenden Meßbedingungen.

Stromaufnahme, arithm. Mittelwert	I_{ges}	8,5	µA
Verhältnis von Antriebsstrom für den Schwinger zu Gesamtstrom	I_A/I_{ges}	0,9	
Dauer der Antriebsimpulse	t_i	7,8	ms
Tastverhältnis der Antriebsimpulse	t_i/T_A	0,05	
Sättigungsspannung	$U_{2\,sat}$	0,3	V
Ausgangs-Serienwiderstand (s. Bild 44)	R_1	1	kΩ
Spitzenwert des Antriebsstromes im durchgeschalteten Zustand	I_{2s}	$\frac{U_B - U_S}{R_L + R_1}$	
Schaltschwellen	$U_{S1} = U_{S2}$	0,5	V

Hinweise zur Dimensionierung von Schaltungen mit dem TCA 840

Die optimale Lage für den Antriebsimpuls liegt dann vor, wenn die Einschaltschwelle U_{S1} und die Ausschaltschwelle U_{S2} gleich groß sind. Diese Einstellung hängt sowohl von der gewählten Kapazität C ab als auch von den Eigenschaften des Uhrwerks, wie induzierte Spannung $U_{in\,s}$, Antriebsfrequenz f_A, Tastverhältnis t_i/T_A und Spulenwiderstand R_L.

Weil beim Zweimagnet-System die Polarität der induzierten Spannung mit der Schwingungsrichtung wechselt, ist bei der Dimensionierung der äußeren Beschaltug darauf zu achten, daß ein Antriebsimpuls nur einmal je Vollschwingung abgegeben wird.

Die Schaltschwelle wird von der induzierten Spulenspannung mitgesteuert. Bei optimaler Impulseinstellung, nämlich $U_{S1} = U_{S2}$, ist die Schaltschwelle nur noch vom induzierten Spannungsmaximum abhängig.

Der Selbstanlauf eines Schwingsystems hängt vorwiegend von den Eigenschaften des Schwingers und der Spule ab. Die Anlaufzeit ist bestimmt durch das Trägheitsmoment der Unruh, das Magnetsystem, die Höhe der induzierten Spulenspannung und durch den Spulenwiderstand.

Der Selbstanlauf von Stimmgabeluhren kann, falls erforderlich, durch einen zwischen die Anschlüsse 2 und 3 geschalteten Widerstand von 1 ... MΩ verbessert werden. Das Tastverhältnis der Antriebsimpulse ist dann beim Anlauf besser an den Stimmgabelschwinger angepaßt.

Bild 49:

Diagramm zur Ermittlung der Kapazität des Kondensators C. Es gelten die „Meßbedingungen für die Kennwerte"

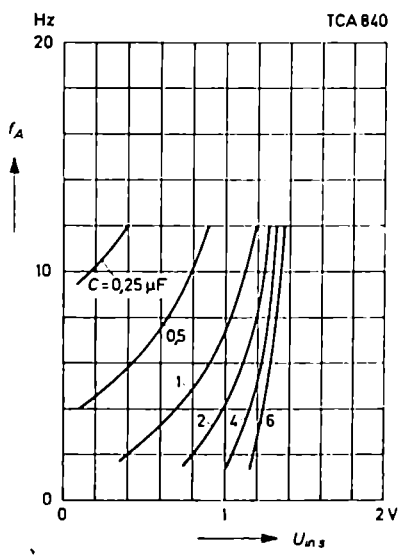
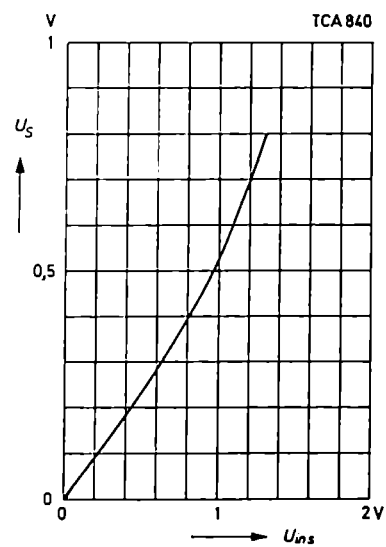


Bild 50:

Schaltschwelle in Abhängigkeit von der induzierten Spulenspannung



4. Quarzuhren

4.1. Der Quarz

4.1.1. Allgemeines

Die Gebrüder Curie entdeckten im Jahre 1880 bei einigen Kristallen den piezoelektrischen Effekt. Sie stellten fest, daß an den Grenzflächen dieser Kristalle elektrische Ladungen entstehen, wenn auf den Kristall ein mechanischer Druck ausgeübt wird. Dieser Effekt ist umkehrbar: beim Anlegen eines elektrischen Feldes an die Grenzflächen eines solchen Kristalls erfolgt eine mechanische Deformation nach bestimmten kristallinen Richtungen.

Durch geeignete Formgebung läßt sich erreichen, daß dieser Kristallschwinger durch Anlegen eines elektrischen Wechselfeldes auf einer eindeutigen mechanischen Eigenresonanzfrequenz erregt werden kann. Geht man noch einen Schritt weiter und schaltet den Kristall in den Rückkopplungsweg eines Oszillators, so findet ein Ladungsaustausch über die Kristallelektroden und damit eine Rückkopplung nur bei mechanisch schwingendem Kristall statt, d. h. ein solcher Oszillator schwingt mit der mechanischen Eigenfrequenz des Kristalls.

Für derartige Oszillatorkristalle eignet sich am besten das Siliziumdioxid SiO_2 in kristallinem Zustand, also Quarzkristall. In der Natur findet man Quarz meist in der Form von hexagonalen Prismen, die an den Enden in hexagonale Pyramiden auslaufen, deren Spitzen glatte Flächen aufweisen, siehe Bild 51. Synthetisch hergestellte Quarzkristalle haben eine bessere Gleichmäßigkeit innerhalb des Kristalls als natürliche. Es ist möglich in jedem Punkt des Quarzkristalls drei Symmetrieachsen zu definieren, von denen z die Haupt- oder optische Achse genannt wird, x die elektrische Achse und y die mechanische Achse.

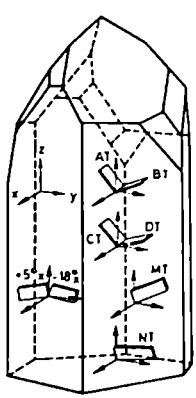


Bild 51: Form des Rohquarzes und Quarzschnitte

Die Resonanzfrequenz und die sonstigen physikalischen Eigenschaften des Schwingquarzes werden weitgehend von seiner Form und Größe und seiner Orientierung bestimmt, d. h. der Richtung, unter der er aus dem Rohquarz herausgeschnitten wurde. Für den bei Quarz-Gebrauchsuhren vorwiegend interesslerenden niederfrequenten Bereich bis etwa 50 kHz werden die Schwingquarze durchweg als Biegeschwinger ausgebildet, nämlich als Stäbe, die bei elektrischer Anregung Schwingungen quer zur Längsausdehnung ausführen. Ein derartiger Schwingquarz, dessen Schwingungsart in Bild 52 schematisch dargestellt ist, hat im Abstand von 22,4 % der Gesamtlänge vom Ende Knotenpunkte der Schwingung, die es gestatten, ihn an diesen Punken dämpfungsarm zu haltern. Diese Halterung besteht aus dünnen Kopfdrähen, die auf den Quarzelektroden im Knotenpunkt mit einer Lötstelle befestigt sind. Die Anregung des Schwingquarzes erfolgt über zwei Edelmetall-Elektrodenpaare auf seinen Längsseiten, wobei die Verbindung zu den Anschlußstiften des Gehäuses ebenfalls über die Halterungsdrähte durchgeführt ist.

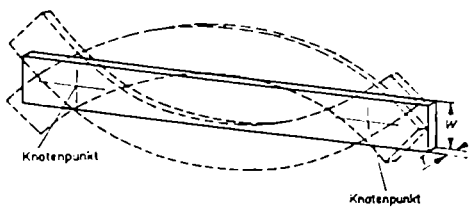


Bild 52: Schematische Darstellung eines Biegeschwinger-Quarzes

Da es sich beim Schwingquarz um einen mechanischen Resonator handelt, müssen alle Einflüsse, die die Resonanzfrequenz ändern könnten, wie z. B. Staub oder Luftfeuchtigkeit, davon ferngehalten werden. Deshalb wird er in einem dichten Metall- oder Glasgehäuse untergebracht, das man evakuiert oder mit Stickstoff füllt. Bild 53 zeigt einige Gehäuseformen.

Ausgehend von der Forderung an autonome Uhren, daß eine Batterie eine ausreichende Kapazität für eine Antriebsdauer von einem Jahr haben muß, ergibt sich, wie in Abschnitt 4.2.4. erläutert, eine zweckmäßige Quarzfrequenz von maximal 50 kHz. Aus der nachfolgenden Tabelle II geht hervor, daß für diesen Frequenzbereich Biegeschwinger in Betracht kommen, wie bereits anhand der Bilder 51 und 52 beschrieben.

Tabelle II: Quarzschnitte und deren Frequenzbereich

Quarzschnitt	Schwingungsform	Frequenzbereich
X, NT	Biegungsschwingung	1 kHz ... 100 kHz
X, MT	Längsschwingung	40 kHz ... 200 kHz
DT	Flächenscherungsschwingung	100 kHz ... 250 kHz
CT	Flächenscherungsschwingung	150 kHz ... 600 kHz
AT	Dickenscherungsschwingung	600 kHz ... 20 MHz
BT	Dickenscherungsschwingung	5 MHz ... 30 MHz
AT	Dickenscherungsschwingung	15 MHz ... 150 MHz

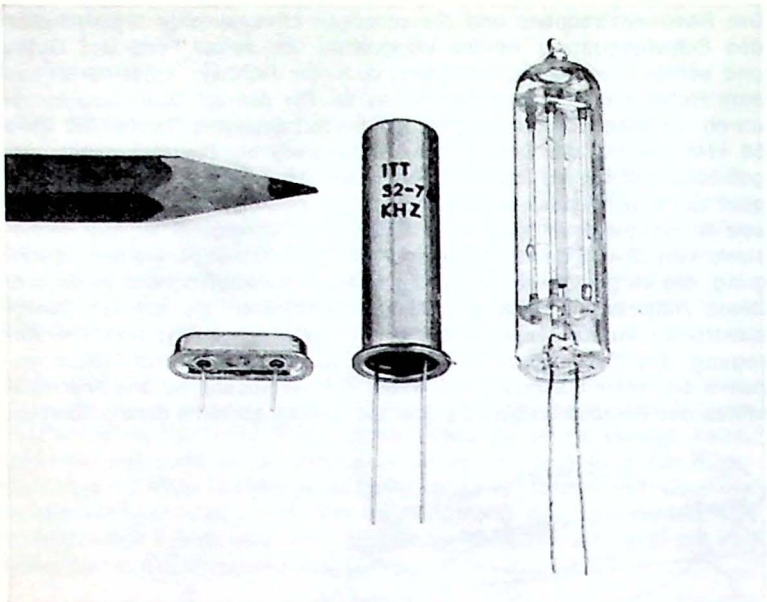


Bild 53: Drei NF-Schwingquarze im Größenvergleich zu einem Bleistift
links: Armbanduhr-Quarz 32 768 Hz im Metallgehäuse
Mitte: Großuhren-Quarz 32 768 Hz im Metallgehäuse TO-5 lang
rechts: älterer 16 384-Hz-Quarz im Glasgehäuse

Um einen Schwingquarz hinsichtlich seiner Verwendbarkeit in Gebrauchsuhren, die in Großserie gefertigt werden sollen, beurteilen zu können, müssen seine Eigenschaften exakt bekannt sein, insbesondere sein Verhalten bei der Frequenzeinstellung. Nachfolgend werden die Eigenschaften von Schwingquarzen ausführlich erläutert.

4. 1. 2. Eigenschaften von Schwingquarzen

Ersatzschaltbild, Impedanzverlauf

Ein Schwingquarz verhält sich in der Umgebung seiner Resoanzfrequenz wie ein Zweipol mit dem in Bild 54 gezeigten Ersatzschaltbild. Darin sind

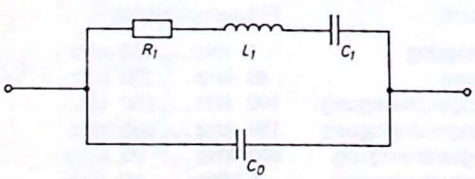


Bild 54: Ersatzschaltbild für einen Schwingquarz

L_1 und C_1 gedachte Größen, C_0 ist die gesamte statische Parallelkapazität und R_1 der Serien-Verlustwiderstand. Der Scheinwiderstand (gleich Impedanz) des Schwingquarzes ist demnach

$$\underline{R} = \frac{(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) \cdot \frac{1}{j\omega C_0}}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_0}} \tag{1}$$

Es werden folgende Abkürzungen eingeführt:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad \text{Resonanz-Kreisfrequenz} \tag{2}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{normierte Frequenz} \tag{3}$$

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L_1}{R_1} \quad \text{Güte} \tag{4}$$

$$\lambda = \frac{C_0}{C_1} \tag{5}$$

Mit diesen Abkürzungen erhält man aus (1):

$$\underline{R} = R_1 \cdot \frac{1 + jQ\,(\Omega - \frac{1}{\Omega})}{1 + \lambda\,(1 - \Omega^2) + j\,\frac{\lambda\,\Omega}{Q}} \tag{6}$$

Der komplexe Scheinwiderstand $\underline{R}$ besteht aus dem Realteil (Wirkanteil)

$$\mathrm{Re}\,(\underline{R}) = R_1 \cdot \frac{1}{[1 + \lambda\,(1 - \Omega^2)]^2 + (\frac{\lambda\,\Omega}{Q})^2} \tag{7}$$

und aus dem Imaginärteil (Blindanteil)

$$\mathrm{Im}\,(\underline{R}) = -jR_1 \cdot \frac{\lambda\,Q}{\Omega} \cdot \frac{\Omega^4 - (2 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{Q^2}) \cdot \Omega^2 + 1 + \frac{1}{\lambda}}{[1 + \lambda\,(1 - \Omega^2)]^2 + (\frac{\lambda\,\Omega}{Q})^2} \tag{8}$$

Mit Hilfe der Gleichungen (7) und (8) läßt sich die Ortskurve der Quarzimpedanz zeichnen und mit der normierten Frequenz Ω beziffern. Bild 55 zeigt diese Ortskurve als Beispiel für einen Uhrenquarz mit den Daten: $C_0 = 3{,}24$ pF, $C_1 = 3{,}24$ fF, $L_1 = 7285$ H und $R_1 = 30$ kΩ.

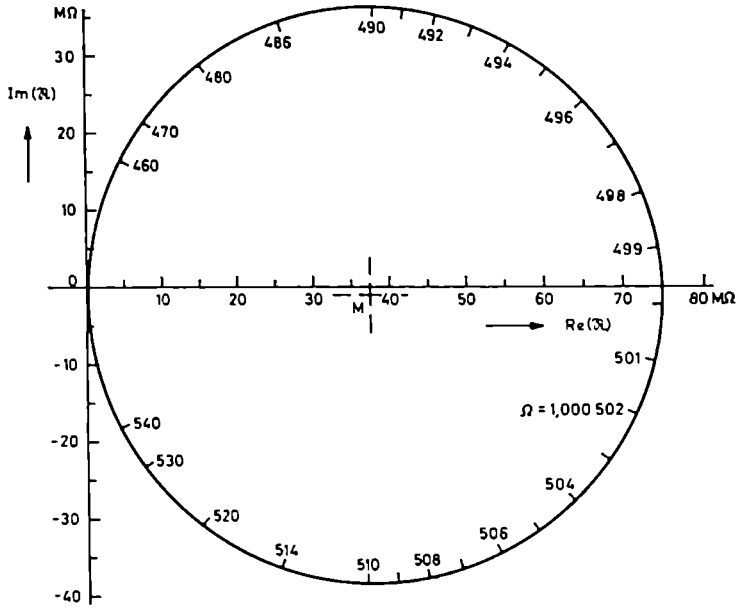


Bild 55: Ortskurve der Quarzimpedenz

Aus diesen Daten ergibt sich
$\lambda = 1000$, $f_0 = 32\,768$ Hz entsprechend $\omega_0 \approx 205 \cdot 10^3\ s^{-1}$ und $Q = 50\,000$.

Diese Daten entsprechen heute handelsüblichen Uhrenquarzen. Die Ortskurve ist im Bereich $0{,}978 < \Omega < 1{,}022$ ein nahezu vollkommener Kreis mit dem Durchmesser $d = 2r = 75$ MΩ.

Die Kreisreform ist um so besser, je höher die Güte Q ist. Die Ortskurve schneidet sich selbt, im Bild 55 wegen des großen Maßstabs nicht sichtbar, im Punkt $\mathrm{Re}(\Re) \approx 15\,\Omega$, Im $(\Re) \approx -1{,}5$ MΩ, wozu die Werte $\Omega \approx 0{,}978$ und $\Omega \approx 1{,}022$ der normierten Frequenz gehören. Die Schnittpunkte der Ortskurve mit der reellen Achse definieren zwei Resonanzen, die Serienresonanz mit der normierten Frequenz Ω_s und dem Resonanzwiderstand R_s sowie die Parallelresonanz mit der normierten Frequenz Ω_p und dem Resonanzwiderstand R_p. In Bild 56 ist der erste Schnittpunkt der Ortskurve mit der reellen Achse in größerem Maßstab dargestellt.

Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand

Für die beiden Resonanzfrequenzen ist charakteristisch, daß bei ihnen der Blindanteil der Quarzimpedanz gleich null ist. Das ist der Fall, wenn der Zähler des Bruches in Gleichung (8) gleich null ist.

$$\Omega^4_{res} - (2 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{Q^2}) \cdot \Omega^2_{res} + 1 + \frac{1}{\lambda} = 0 \qquad (9)$$

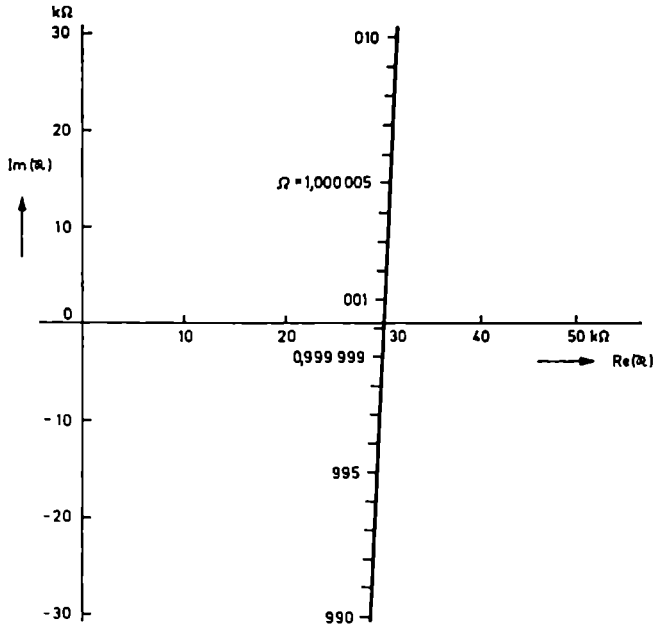


Bild 56: Vergrößerter Ausschnitt aus Bild 55

Der Wert $1/Q^2$ ist für einen Quarz stets so klein, daß er gegen 2 und gegen $1/\lambda$ vernachlässigt werden kann. Man erhält dann für Gleichung (9) die Lösungen

$$\Omega^2_{res\,1} = \Omega^2_s = 1 \qquad \rightarrow \Omega_s = 1 \tag{10}$$

$$\Omega^2_{res\,2} = \Omega^2_p = 1 + \frac{1}{\lambda} \qquad \rightarrow \Omega_p \approx 1 + \frac{1}{2\lambda} \tag{11}$$

$$\Omega_p \approx 1 + \frac{C_1}{2\,C_0} \tag{11a}$$

Für $\lambda = 1000$ wird demnach

$$\Omega_p \approx 1 + \frac{1}{2000} = 1{,}0005$$

Das heißt, die Parallelresonanzfrequenz unterscheidet sich von der Serienresonanzfrequenz nur um 0,5 ‰. Mit den Gleichungen (2), (3) und (5) werden die Resonanz-Kreisfrequenzen

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \omega_0 \quad \text{und} \quad \Omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_0}{C_1 + C_0}}} \tag{12}$$

Demnach besteht bei der Serienresonanz die Resonanz zwischen L_1 und C_1, dagegen bei Parallelresonanz zwischen L_1 und der Serienschaltung von C_1 und C_0.

Bei Serienresonanz ist der Widerstand des oberen Zweiges der Ersatzschaltung von Bild 54 gleich R_1. Der Scheinwiderstand von C_0 ist dagegen vernachlässigbar groß, so daß sich ergibt

$$R_s \approx R_1 \tag{13}$$

Bei Parallelresonanz wird R_1 auf den Wert

$$R'_p = R_1 \cdot Q^2 \tag{14}$$

transformiert, der parallelgeschaltet zu L_1 zu denken ist. Infolge der kapazitiven Transformation durch die Kapazitäten C_1 und C_0 erscheint an den Anschlüssen des Quarzes der Wert

$$R_p \approx R_1 \cdot \frac{Q^2}{\lambda^2} \tag{15}$$

Der Schwingquarz mit Ziehkapazität

Zur Feineinstellung der Resonanzfrequenz schaltet man dem Schwingquarz in der Oszillatorschaltung eine sogenannte Ziehkapazität oder Lastkapazität C_L hinzu.

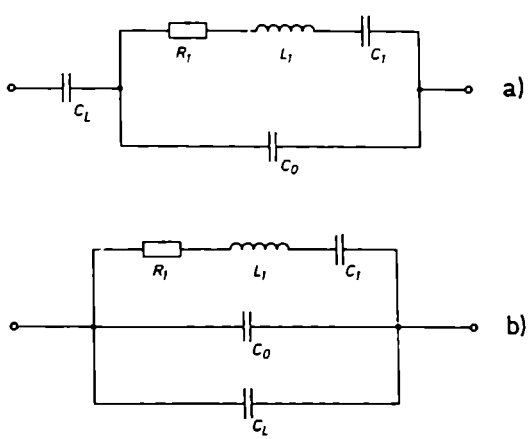


Bild 57: Ersatzschaltbild für einen Quarz mit Ziehkapazität
a) Ziehkapazität in Serie mit dem Quarz
b) Ziehkapazität parallel zum Quarz

Nach Bild 57 liegt die Ziehkapazität in Serie oder parallel zum Schwingquarz, je nachdem, ob dieser in Serienresonanz oder in Parallelresonanz betrieben werden soll.

Für eine theoretische Betrachtung kann man die Bilder 57 a und b zu einem Bild vereinigen, in das zwei Spannungs- und zwei Stromquellen eingefügt sind, die durch Schalter alternativ zur Speisung der Kombination Quarz plus Ziehkapazität eingeschaltet werden können, Bild 58. Es sei vorausgesetzt, daß der Innenwiderstand der Spannungsquellen $U_{0\,1}$ und $U_{0\,2}$ gleich null und der Innenwiderstand der Stromquellen $I_{0\,1}$ und I_{02} gleich unendlich ist. Man sieht aus Bild 58, daß die Impedanzen der Kombination Quarz plus Ziehkapazität unabhängig davon sind, welche der vier Quellen zur Speisung eingeschaltet ist. Die Kombination Quarz plus Ziehkapazität kann folglich von jeder der vier Quellen gleichwertig gespeist werden.

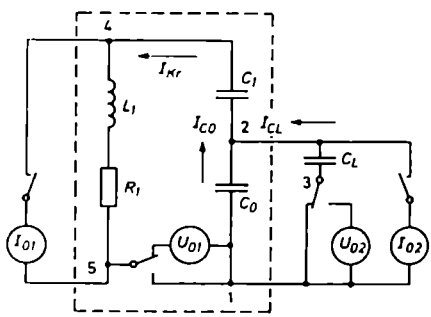


Bild 58: Speisungsvarianten des Quarzes mit Ziehkapazität

Resonanzfrequenz mit Ziehkapazität

Nach Bild 58 gibt es für die Kombination Quarz plus Ziehkapazität nur e i n e Resonanzfrequenz, gleichgültig, ob der Quarz in Serienresonanz nach Bild 57 a oder in Parallelresonanz nach Bild 57 b betrieben wird. Die in beiden Fällen wirksame Kreiskapazität ist nach Bild 58 gleich der Serienschaltung von C_1 mit der Summe C_0 plus C_L. Man erhält daher für den Quarz mit Ziehkapazität die normierte Resonanzfrequenz $\Omega_{r(L)}$, wenn man in Gleichung (11 a) den Wert C_0 durch $C_0 + C_L$ ersetzt.

$$\Omega_{r\,(L)} = 1 + \frac{C_1}{2\,(C_0 + C_L)} \qquad (16)$$

Mit der Abkürzung

$$\varkappa = \frac{C_L}{C_0} \tag{17}$$

wird daraus

$$\Omega_{r\,(L)} = 1 + \frac{1}{2\lambda\,(1 + \varkappa)} \tag{18}$$

Die Resonanz-Kreisfrequenz ist

$$\omega_{r\,(L)} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1\,(C_0 + C_L)}{C_1 + C_0 + C_L}}} \tag{19}$$

Für die praktische Anwendung interessiert vor allem die relative Frequenzänderung, die durch die Ziehkapazität erreichbar ist:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \Delta\Omega \tag{20}$$

Für die Serienresonanz ist die relative Frequenzänderung

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_s = \Delta\Omega_s = \Omega_{r\,(L)} - \Omega_s = \frac{1}{2\lambda\,(1 + \varkappa)} \tag{21}$$

In Kapazitäten ausgedrückt ist

$$\Delta\Omega_s = \frac{C_1}{2\,(C_0 + C_L)} \tag{21a}$$

Für die Parallelresonanz wird die relative Frequenzänderung

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_p = \Delta\Omega_p = \Omega_{r\,(L)} - \Omega_p = \frac{-\varkappa}{2\lambda\,(1 + \varkappa)} \tag{22}$$

Für $\Delta\Omega_p$ erhält man formal den gleichen Ausdruck wie für $\Delta\Omega_s$, wenn man $\varkappa$ durch $1/\varkappa'$ ersetzt.

$$\Delta\Omega_p = -\frac{1}{2\lambda\,(1 + \frac{1}{\varkappa'})} \tag{23}$$

$$\Delta\Omega_p = -\frac{C_1}{2\,(C_0 + C_L)} \cdot \frac{C_L}{C_0} \tag{23a}$$

Bild 59 zeigt $\Delta f/f_0 = \Delta\Omega_s$ als Funktion von $\varkappa = C_L/C_0$ mit $\lambda = C_0/C_1$ als Parameter. Für $\Delta\Omega_p$ kann man laut Gleichung (23) dasselbe Bild benutzen, wenn man die Abszisse $\varkappa$ als $1/\varkappa' = C_0/C_L$ auffaßt und $\Delta\Omega$ negativ nimmt.

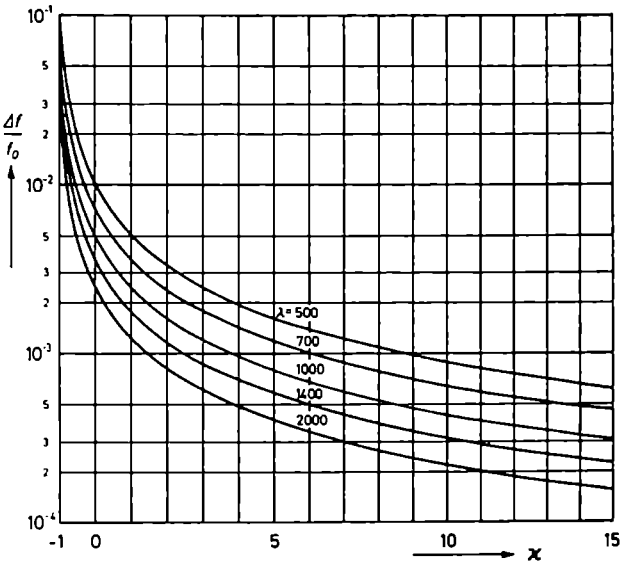


Bild 59: Relative Frequenzänderung als Funktion $\varkappa$

Resonanzwiderstand mit Ziehkapazität

Die an den Einspeisungspunkten in Bild 58 erscheinenden Resonanzwiderstände lassen sich leicht ermitteln, wenn man berücksichtigt, daß jeweils der Widerstand R_1 verlustfrei zu den Einspeisungspunkten transformiert wird. Die Punkte 4 und 5 sind praktisch nicht zugänglich, und die Quellen $U_{0\,1}$ und $I_{0\,1}$ sind nur zur Erleichterung des Verständnisses mit aufgenommen.

Für die Quelle $U_{0\,1}$ kompensieren sich bei Resonanz die Blindwiderstände der Induktivität L_1 und der Kapazitäten C_1, C_0 und C_L. An den Anschlüssen 1 und 5 würde man daher den Resonanzwiderstand

$$R_{1/5res} = R_1 \tag{24}$$

messen. Für die Quelle $I_{0\,1}$ kompensieren sich bei Resonanz entsprechend alle Blindleitwerte. An den Anschlüssen 4 und 5 wäre daher ein Wirkwiderstand zu messen, der parallel zur Induktivität L_1 die gleiche Güte Q für L_1 bewirkt, wie das der Serienwiderstand R_1 tut. Daraus folgt

$$R_{4/5res} = R'_p = R_1 \cdot Q^2 \tag{25}$$

Der Parallel-Verlustwiderstand R'_p wird durch den kapazitiven Spannungsteiler C_1, (C_0+C_L) mit dem Quadrat des Teilerverhältnisses

$$p = \frac{C_1}{C_1 + (C_0 + C_L)} \approx \frac{C_1}{C_0 + C_L} = \frac{1}{\lambda\,(1 + \varkappa)} \tag{26}$$

zu den Anschlüssen 1 und 2 transformiert. Damit wird

$$R_{1/2\,res} = R_{p\,(L)} \approx R'_p \cdot p^2 = \frac{R_1 \cdot Q^2}{\lambda^2 \cdot (1 + \varkappa)^2} \tag{27}$$

$$R_{p\,(L)} \approx \frac{R_1 \cdot Q^2 \cdot C_1^2}{(C_0 + C_L)^2} \tag{27a}$$

Der Kreisstrom I_{Kr} durch R_1, L_1 und C_1, den die Quelle $U_{0\,1}$ unmittelbar lieferte, teilt sich an den Anschlüssen 1 und 2 auf in die Zweigströme I_{C0} und I_{CL}. Die Quelle $U_{0\,2}$ bewirkt daher den gleichen Kreisstrom I_{Kr}, wenn sie den Teilstrom I_{CL} liefert. Zur Deckung der dann unveränderten Verluste in R_1 muß aber auch

$$U_{0\,2} \cdot I_{CL} = U_{0\,1} \cdot I_{Kr} = P_{R1} \tag{28}$$

sein. Mit

$$I_{CL} = \frac{C_L}{C_0 + C_L} \cdot I_{Kr} = (1 + \frac{1}{\varkappa}) \cdot I_{Kr} \tag{29}$$

folgt daraus

$$\frac{U_{0\,2}}{I_{CL}} = R_{s\,(L)} = R_1 \cdot (1 + \frac{1}{\varkappa})^2 \tag{30}$$

$$R_{s\,(L)} = R_1 \cdot \left(\frac{C_0 + C_L}{C_L}\right)^2 \tag{30a}$$

Der Vergleich mit Gleichung (13) und Gleichung (15) ergibt

$$R_{s\,(L)} = R_s \cdot (1 + \frac{1}{\varkappa})^2 = R_s \cdot \left(\frac{C_0 + C_L}{C_L}\right)^2 \tag{31}$$

$$R_{p\,(L)} = R_p \cdot (\frac{1}{1 + \varkappa})^2 = R_p \cdot \left(\frac{C_L}{C_0 + C_L}\right)^2 \tag{32}$$

Bild 60 zeigt den Verlauf von $R_{s(L)}/R_s$ und $R_{p(L)}/R_p$ als Funktion von $\varkappa = C_L/C_0$. Man sieht, daß $\varkappa$ für Serienresonanz möglichst groß, für Parallelresonanz dagegen möglichst klein gehalten werden sollte, um $R_{s(L)}$ nicht zu groß, $R_{p(L)}$ nicht zu klein werden zu lassen. Man darf daraus jedoch nicht schließen, daß die Kreisgüte durch die (verlustfrei angenommene) Ziehkapazität verschlechtert würde.

Im folgenden werden Rechnungen und Darstellungen nur noch für die Serienresonanz durchgeführt. Die Parallelresonanz läßt sich leicht in Analogie dazu behandeln.

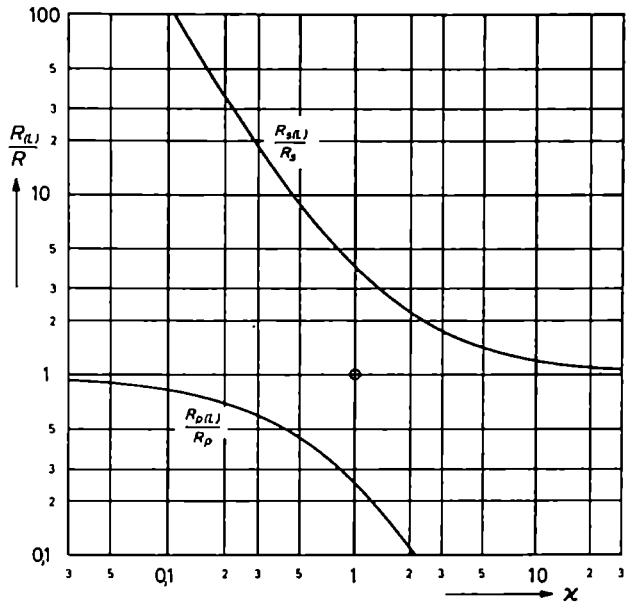


Bild 60: Relativer Resonanzwiderstand als Funktion von x

Der Ziehbereich

Für die Feineinstellung der Frequenz eines Quarzoszillators benutzt man einen Trimmkondensator, dem meist noch ein Festkondensator parallelgeschaltet ist. Die gesamte Ziehkapazität ist dann zwischen den Werten $C_{L\,min} = C_{L2}$ und $C_{L\,max} = C_{L1}$ einstellbar. Diese Einstellgrößen werden durch Größe und Bauform des Trimmkondensators und durch die Kapazität des parallelgeschalteten Festkondensators bestimmt. Für die Auslegung der Quarz-Eigenfrequenz f_0 und der Oszillatorschaltung einschließschließlich Ziehkapazität C_L interessiert, welchen relativen Frequenzbereich

$$\frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{\Delta f_2 - \Delta f_1}{f_0} \tag{33}$$

man mit der Kapazitätsvariation

$$\Delta C_L = C_{L1} - C_{L2} \tag{34}$$

der Ziehkapazität überstreichen kann. Mit Gleichung (20) hat man

$$\frac{\Delta f_2 - \Delta f_1}{f_0} = \Delta\Omega_2 - \Delta\Omega_1 = \delta\Omega \tag{35}$$

Setzt man

$$x_1 = \frac{C_{L1}}{C_0} \quad \text{und} \quad x_2 = \frac{C_{L2}}{C_0} \tag{36}$$

so wird mit Gleichung (21) und Gleichung (35)

$$\delta\Omega = \frac{1}{2\lambda\,(1 + x_2)} - \frac{1}{2\lambda\,(1 + x_1)} = \frac{x_1 - x_2}{2\lambda\,(1 + x_1)\cdot(1 + x_2)} \tag{37}$$

$$\delta\Omega = \frac{C_1 \cdot (C_{L1} - C_{L2})}{2\,(C_0 + C_{L1})\cdot(C_0 + C_{L2})} \tag{37a}$$

Bild 61 zeigt den Ziehbereich $\delta\Omega$ als Funktion des Kapazitätsverhältnisses

$$\varrho = \frac{C_{L1}}{C_{L2}} = \frac{x_1}{x_2} \tag{38}$$

mit $x_2 = C_{L2}/C_0$ als Parameter. Der Wert $C_0/C_1 = \lambda$ ist dabei zu 1000 angenommen worden. Da in Gleichung (3) λ nur reziprok als Faktor auftritt, braucht man $\delta\Omega$ aus Bild 61 nur mit $1000/\lambda$ zu multiplizieren, wenn λ einen anderen Wert hat.

Für die Mitte $\Delta\Omega_m$ des Ziehbereichs $\delta\Omega$ gilt

$$\Delta\Omega_m - \Delta\Omega_1 = \frac{1}{2}\cdot(\Delta\Omega_2 - \Delta\Omega_1) = \frac{\delta\Omega}{2} \tag{39}$$

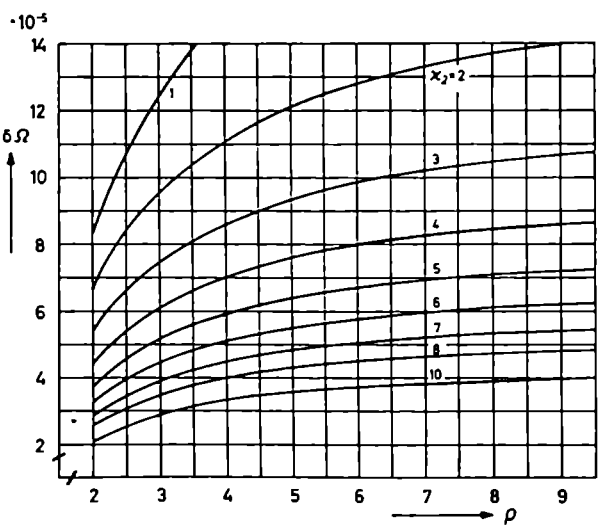


Bild 61: Ziehbereich als Funktion des Kapazitätsverhältnisses der Ziehkapazität

Daraus erhält man

$$x_m = \frac{x_1 + x_2 + 2\,x_1 \cdot x_2}{x_1 + x_2 + 2} \tag{40}$$

und

$$C_{Lm} = \frac{C_0\,(C_{L1} + C_{L2}) + 2\,C_{L1} \cdot C_{L2}}{C_{L1} + C_{L2} + 2\,C_0} \tag{40a}$$

Bild 62 zeigt

$$\varrho_m = \frac{x_m}{x_2} = \frac{C_{Lm}}{C_{L2}} \tag{41}$$

als Funktion von ϱ mit $x_2 = C_{L2}/C_0$ als Parameter.

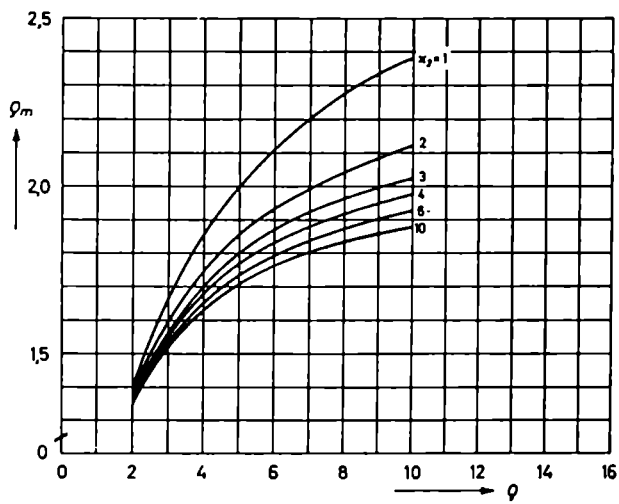


Bild 62: ϱ_m als Funktion von ϱ

Einstellbarkeit und Störeinflüsse

Einstellbarkeit und Stabilität eines Oszillators für Quarzuhren werden beurteilt nach dem Gangfehler F, den ein bestimmter relativer Frequenzfehler $\Delta f/f_0$ des Oszillators verursacht. In Bild 63 ist dieser Gangfehler als Funktion des relativen Frequenzfehlers des benutzten Frequenznormals aufgetragen. Bei Quarz-Gebrauchsuhren fordert man, daß der Gangfehler

kleiner als 60 Sekunden im Jahr ist. Das entspricht einem relativen Frequenzfehler von

$$\frac{\Delta f}{f_0} < 1{,}9 \cdot 10^{-6} \qquad (42)$$

und einem täglichen Gangfehler von 0,165 Sekunden.

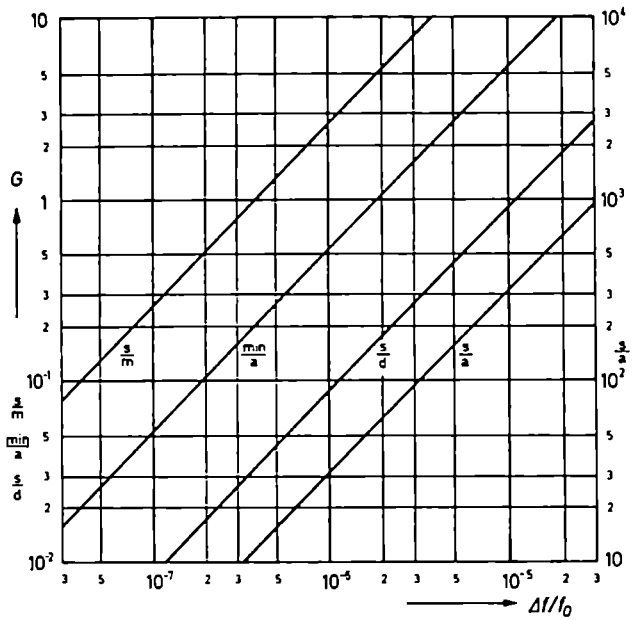


Bild 63: Gangfehler als Funktion des relativen Frequenzfehlers

Einstellbarkeit und Stabilität der Ziehkapazität

Die Einstellung der exakten Oszillatorfrequenz muß etwa um eine Größenordnung genauer möglich sein, als der nach der Gleichung (42) geforderte maximale Frequenzfehler angibt. Demnach sollte mit dem Trimmer eine relative Frequenzänderung um ca. $2 \cdot 10^{-7}$ noch definiert möglich sein.

Eine Änderung der Ziehkapazität C_L um den kleinen Betrag δC_L bewirke eine kleine Änderung der Frequenzverschiebung $\Delta\Omega_L$ um den Betrag $\Delta\Delta\Omega_L$. Mit

$$\delta\varkappa = \frac{\delta C_L}{C_0} \qquad (43)$$

führt die sinngemäße Anwendung von Gleichung (37) auf

$$\Delta\Delta\Omega_L = -\frac{1}{2\lambda} \cdot \frac{\delta\varkappa}{(1+\varkappa)^2 + \delta\varkappa\,(1+\varkappa)} \tag{44}$$

$$\Delta\Delta\Omega_L = -\frac{C_1 \cdot \delta C_L}{2\,[(C_0 + C_L)^2 + \delta C_L\,(C_0 + C_L)]} \tag{44a}$$

Damit wird umgekehrt

$$\frac{\delta\varkappa}{\varkappa} = \frac{\delta C_L}{C_L} = -\frac{(1+\varkappa)^2}{(1 + \varkappa + \frac{1}{2\lambda \cdot \Delta\Delta\Omega_L}) \cdot \varkappa} \tag{45}$$

$$\delta C_L = -\frac{(C_0 + C_L)^2}{(C_0 + C_L) + \frac{C_1}{2 \cdot \Delta\Delta\Omega_L}} \tag{45a}$$

Da bis etwa $\Delta\Delta\Omega_L = 10^{-6}$

$$1 + \varkappa \ll \frac{1}{2\lambda \cdot \Delta\Delta\Omega_L} \tag{46}$$

ist, kann man im interesslerenden Bereich mit guter Annäherung schreiben

$$\delta C_L \approx -[2\lambda\,(1+\varkappa)^2] \cdot C_0 \cdot \Delta\Delta\Omega_L \tag{47}$$

$$\delta C_L \approx -\frac{2\,(C_0 + C_L)^2}{C_1} \cdot \Delta\Delta\Omega_L \tag{47a}$$

Im Bild 64 ist der Verlauf von δC_L über $\Delta\Delta\Omega_L$ gezeigt mit $\varkappa = C_L/C_0$ als Parameter. Hierbei ist $C_0 = 1$ pF und $\lambda = 1000$ angenommen. Für andere Werte von C_0 und λ hat man die Ablesung mit dem Faktor

$$k = \frac{C_0}{1\text{ pF}} \cdot \frac{\lambda}{1000} \tag{47b}$$

zu multiplizieren.

Man ersieht aus den Kurven, daß z. B. bei $C_0 = 3$ pF und einer Ziehkapazität $C_L = 30$ pF im Abgleichpunkt eine definierte Änderung der Trimmerkapazität um etwa 0,15 pF möglich sein muß, um die Oszillatorfrequenz um $2 \cdot 10^{-7}$ nachzustimmen.

Bild 64 gibt Auskunft über die Frequenzänderung $\Delta\Delta\Omega_L$, die durch eine unerwünschte kleine Änderung δC_L der Ziehkapazität hervorgerufen wird. Solche Veränderungen können einerseits Folge des Temperaturkoeffizienten der Ziehkapazität sein, andererseits auch durch mechanische Veränderungen des Trimmers, z. B. beim Transport der Uhr, verursacht werden.

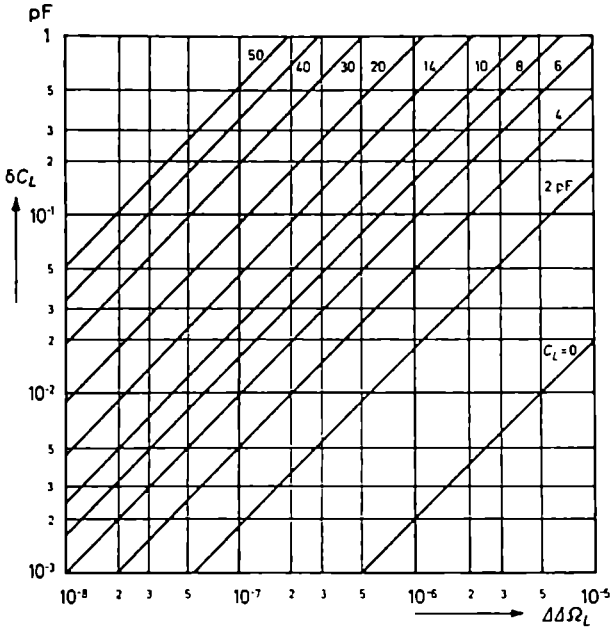


Bild 64: Änderung der Ziehkapazität als Funktion der relativen Frequenzänderung

Schaltungskapazitäten

Den Anschlüssen des Schwingquarzes liegt stets noch eine Schaltkapazität C_s parallel. Da diese damit parallel zu C_0 liegt und sich zu C_0 addiert, kann ihr Einfluß dadurch erfaßt werden, daß man in allen vorangegangenen Rechnungen C_0 ersetzt durch

$$C'_0 = C_0 + C_s \tag{48}$$

Damit ist dieser Einfluß leicht zu übersehen.

Etwas komplizierter liegen die Verhältnisse an den Anschlüssen des Oszillators, an die die Serienschaltung von Quarz und Ziehkapazität angeschlossen ist. Die Anregung eines Quarzes (einschließlich Ziehkapazität) kann man sich grundsätzlich durch einen negativen (differentiellen) Widerstand R_N bewirkt denken, der an diesen Anschlüssen erscheint. Durch Kapazitäten und dadurch verursachte Phasendrehungen in der Oszillatorschaltung erhält dieser negative Widerstand einen Blindanteil, so daß er gemäß Bild 65 a dargestellt werden kann als

$$\underline{R}_N = R_N + \frac{1}{j\omega C_N} \tag{49}$$

Die Kapazität C_N ist im allgemeinen negativ und wäre im Idealfall unendlich groß.

Die Anordnung Bild 65 a verhält sich so, als würde das reelle R_N auf den Quarz mit der Ziehkapazität

$$C'_L = \frac{C_L \cdot C_N}{C_L + C_N} = \frac{C_L}{1 + \frac{C_L}{C_N}} \tag{50}$$

wirken. Die Frequenzverschiebung $\Delta\Omega$ wird also von C'_L bestimmt. Um den Einfluß von C_N zu erfassen, hat man daher in allen oben gewonnenen Gleichungen C_L durch C'_L gemäß Gleichung (50) zu ersetzen.

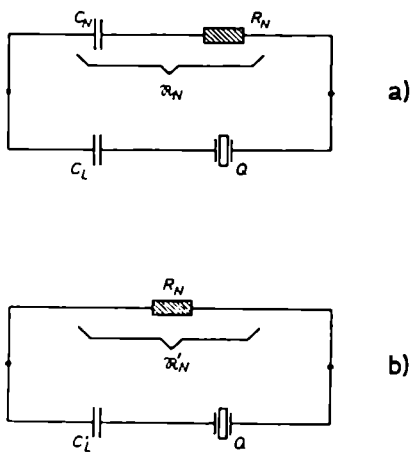


Bild 65: Oszillatorschaltung mit negativem Widerstand
a) Trennung an den Oszillatoranschlüssen
b) Trennung nach der Funktion

Um einen Eindruck von diesem Einfluß zu geben, zeigt Bild 66 die Frequenzverschiebung $\Delta\Omega$ als Funktion von $\varkappa = C_L/C_0$ für $\lambda = 1000$ mit $\varkappa_N = C_N/C_0$ als Parameter. Für die gestrichelten Kurventeile sind C'_L und $\Delta\Omega$ negativ. Man kann folgendes ablesen: Positives C_N verschiebt die $\Delta\Omega$-Kurve derart zu höheren Werten, daß der mögliche Ziehbereich eingeengt wird. Das ist einleuchtend, da C'_L auch für C_L gegen unendlich nicht größer als C_N werden kann. Ist C_N negativ, so wird C'_L unendlich für $C_L = |C_N|$, und $\Delta\Omega$ hat eine Nullstelle. Der Ziehbereich wird somit vergrößert und auch auf Frequenzen $f < f_0$ entsprechend $\Omega < 1$ ausgedehnt.

Eine negative Serienkapazität an den Quarzanschlüssen des Oszillators ist also nicht grundsätzlich schädlich. Wird jedoch der Betrag des negativen C_N zu klein, so wirkt sich eine kleine Änderung δC_N von C_N zu stark

auf die Oszillatorfrequenz aus. Da C_N von Spannungen und Strömen in der Oszillatorschaltung abhängt, ergäbe sich daraus eine unerwünschte Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz.

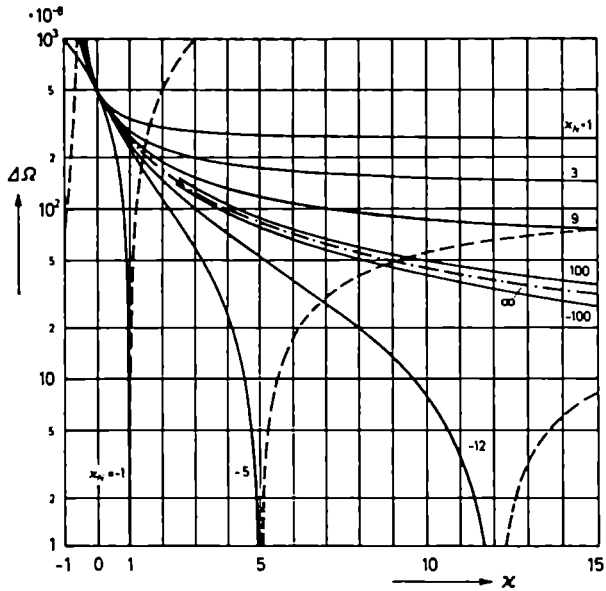


Bild 66: Relative Frequenzänderung als Funktion von $\varkappa$

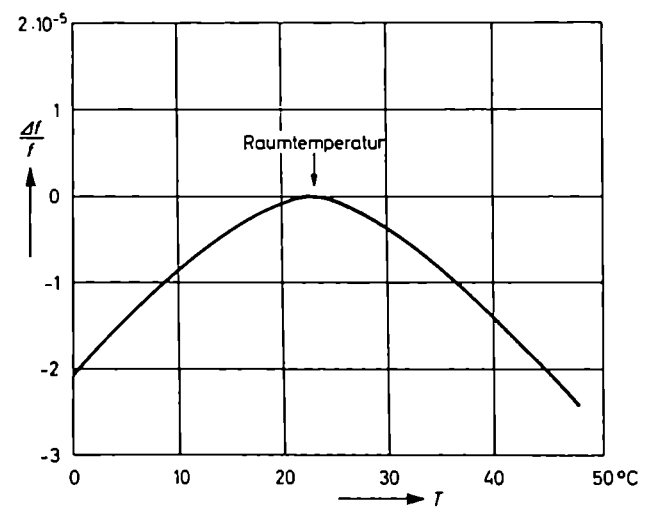


Bild 67: Temperaturverhalten eines XY-Biegeschwingers

Temperaturverhalten des Schwingquarzes

Bild 67 zeigt das Temperaturverhalten eines 16384-Hz-XY-Biegeschwingers. Die relative Frequenzänderung $\Delta f/f$ folgt bei Temperaturänderung einer Parabel. Durch spezielle Maßnahmen bei der Quarzherstellung (Schnittwinkel, Abmessungen des Quarzstäbchens usw.) wird erreicht, daß der Scheitel der Parabel etwa bei Raumtemperatur, bei 22 °C liegt. Die Gebrauchstemperatur liegt damit im flachen Teil der Parabel, so daß sich bei Temperaturschwankungen die kleinstmöglichen Frequenzänderungen ergeben.

Alterungsverhalten des Schwingquarzes

Der Alterungskoeffizient eines Schwingquarzes hängt vor allem von der Art der Aufhängung des Quarzstäbchens und vom Einbau ins Gehäuse ab. Bild 68 zeigt typische relative Frequenzänderungen eines 16384-Hz-XY-Biegeschwingers in Abhängigkeit von der Zeit, dargestellt mit logarithmischem Zeitmaßstab. Um die Alterung zu beschleunigen, wurde der Schwingquarz bei einer Temperatur von 42 °C gealtert. Man sieht, daß die Alterung durchweg positive Frequenzfehler bringt. Außerdem ist zu erkennen, daß die Alterung sehr genau nach einer e-Funktion verläuft. Das bedeutet, daß zum Beispiel der Frequenzfehler nach 100 Tagen nur doppelt so groß und nach 1000 Tagen – extrapoliert – nur dreimal so groß ist wie nach 10 Tagen.

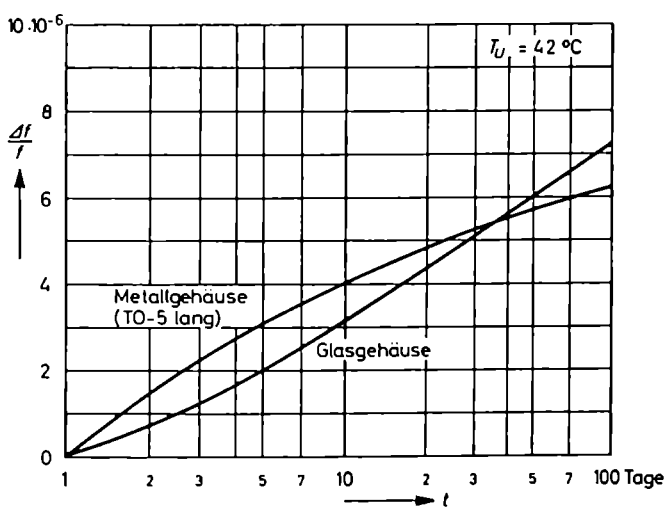


Bild 68: Alterungsverhalten eines XY-Biegeschwingers

4. 2. Quarzoszillatoren für Uhren

4. 2. 1. Allgemeines

In der allgemeinen Elektronik sind Quarzoszillatoren hinlänglich bekannt. Für autonome Quarz-Gebrauchsuhren werden jedoch vom Quarzoszillator Eigenschaften gefordert, die mit den bisher bekannten Schaltungen nicht oder nur schlecht zu erreichen sind. Die wichtigsten Forderungen an einen Uhren-Quarzoszillator sind:

geringer Stromverbrauch,

frequenzstabil bei Änderung der Batteriespannung,

einwandfreie Funktion bis herab zu 1 V Batteriespannung,

großer Ziehbereich des Quarzes.

Bild 69 zeigt das Ersatzschaltbild und Bild 70 den Impedanzverlauf eines Schwingquarzes. Dieser hat eine Serienresonanzfrequenz f_s und eine Parallelresonanzfrequenz f_p. Im Bereich dieser Frequenzen kann der Quarz zum Schwingen angeregt werden. Am günstigsten ist es meist, den Quarz in Serienresonanz zu betreiben, weil dann mit Ausnahme des Abgleichtrimmers keine weiteren, die Frequenz beinflussenden Kondensatoren erforderlich sind.

4. 2. 2. Eine erprobte Quarzoszillatorschaltung

Um einen Schwingquarz auf seiner Serienresonanzfrequenz anzuregen, verwendet man einen Verstärker, dessen Ein- und Ausgangssignale gleichphasig sind, und schaltet den Quarz als Mitkoppelwiderstand zwischen Ausgangs- und Eingangsanschluß (Bild 71). Es wird diejenige Frequenz am stärksten mitgekoppelt, für die der Quarz den geringsten und rein ohmschen Widerstand zeigt. Das ist die Serienresonanzfrequenz f_s bzw. f'_s des Quarzes. Die Schaltung arbeitet dann als Oszillator.

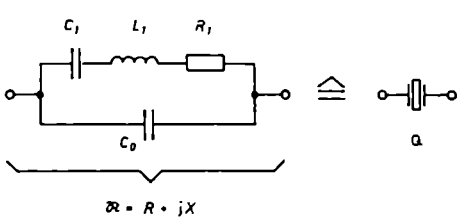


Bild 69: Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes

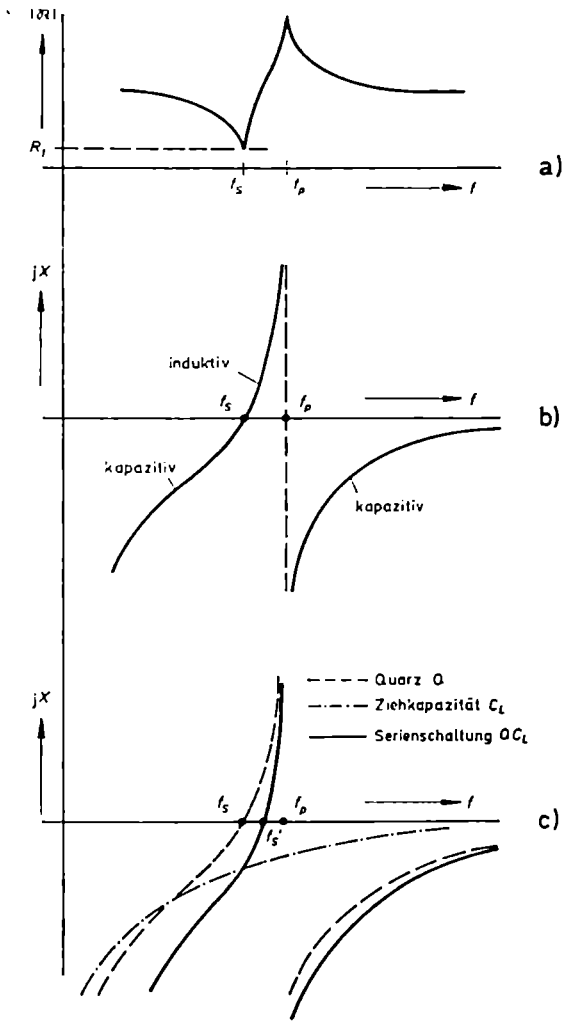


Bild 70: Impedanz als Funktion der Frequenz
a) Scheinwiderstand des Quarzes
b) Blindwiderstand des Quarzes
c) Blindwiderstand von Quarz mit Serien-Ziehkapazität C_L

Die Schwingbedingung

Da wegen der endlichen Ein- und Ausgangswiderstände des Verstärkers nur ein Teil der Ausgangsurspannung U_a über den Quarz zum Eingang mitgekoppelt wird, muß ein Kopplungsfaktor $k = U_e/U_a$ definiert werden.

Es ist

$$k = \frac{U_e}{U_a} = \frac{r_e}{r_e + r_a + R_{s(L)}}$$

Darin ist r_e der Eingangswiderstand des Verstärkers, r_a ist der Ausgangswiderstand des Verstärkers und $R_{s(L)}$ der Serienresonanzwiderstand des Quarzes mit Ziehkapazität.

Damit die Oszillatorschwingung in der Anordnung Bild 71 sich selbst anfacht, muß der Spannungsverstärkungsfaktor $V = U_a/U_e$ des Verstärkers so groß sein, daß die Schwingbedingung

$$k \cdot V > 1$$

erfüllt ist.

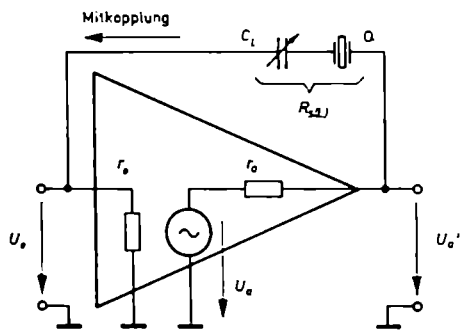


Bild 71: Quarz-mitgekoppelter Verstärker als Oszillator

Die Schaltung und Ihre Berechnung

Die Verstärkerschaltung (Bild 72) besteht aus einem Transistor T1 in Kollektorschaltung und einem Transistor T2 in Basischaltung. Das Ausgangssignal U_a ist gleichphasig mit dem Eingangsignal U_e. Eine Spannungsverstärkung des Signals erfolgt nur in der zweiten Stufe. Sie beträgt

$$V \approx \frac{R_C}{h_{11b}} \approx R_C \cdot \frac{I_{C2}}{U_T} = \frac{U_o}{U_T}$$

Dabei ist

$$U_o = I_{C2} \cdot R_C$$

der Potentialwert des Gleichstromarbeitspunktes der zweiten Stufe und

$$U_T = \frac{k \cdot T}{e} = 26\,\text{mV}$$

die sogenannte Temperaturspannung, aus der sich der Eingangswiderstand, h_{11b}, errechnen läßt, indem man die Temperaturspannung durch den Kollektorstrom dividiert. Es gilt also

$$h_{11b} = \frac{U_T}{I_C}$$

Um über die Erfüllung der Schwingbedingung des Verstärkers beim Zusammenschalten mit einem Quarz eine Aussage machen zu können, werden im folgenden der Eingangswiderstand r_e und der Ausgangswiderstand r_a des Verstärkers ermittelt.

Der Eingangswiderstand r_e ergibt sich aus der Gleichung

$$r_e = R_B \parallel [h_{11e1} + h_{21e1} \cdot (R_E \parallel \frac{h_{11e2}}{h_{21e2}})]$$

Wenn man vereinfachend annimmt, daß $h_{21e1} \approx h_{21e2} \approx h_{21e}$ und $I_{C1} \approx I_{C2} \approx I_C$ ist, wird daraus

$$r_e \approx R_B \parallel h_{21e} [\frac{U_T}{I_C} + (R_E \parallel \frac{U_T}{I_C})]$$

Der Ausgangswiderstand r_a des Vestärkers ergibt sich aus der Parallelschaltung von Ausgangswiderstand des Transistors, $1/h_{22b}$, und Arbeitswiderstand R_C zu

$$r_a = R_C \parallel \frac{1}{h_{22b2}} \approx R_C$$

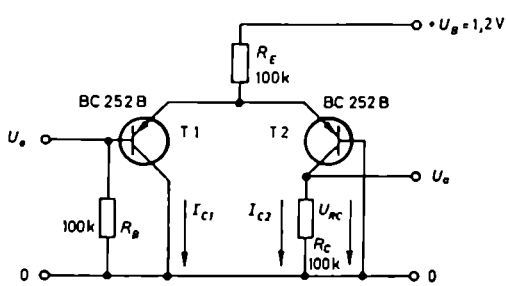


Bild 72: Schaltbild des Oszillatorverstärkers

Für die in Bild 72 angegebene Dimensionierung des Oszillatorverstärkers mit $R_B = R_E = R_C = 100\ \text{k}\Omega$ und $U_B = 1{,}2\ \text{V}$ erhält man

$$I_{C1} \approx I_{C2} = \frac{U_B - U_{BE}}{2\,R_E} \approx 3{,}5\ \mu\text{A},$$

wobei $U_{BE} \approx 500\ \text{mV}$ angesetzt wurde. Weiter ergibt sich

$$\frac{U_T}{I_C} \approx \frac{26\ \text{mV}}{3{,}5\ \mu\text{A}} \approx 7\ \text{k}\Omega.$$

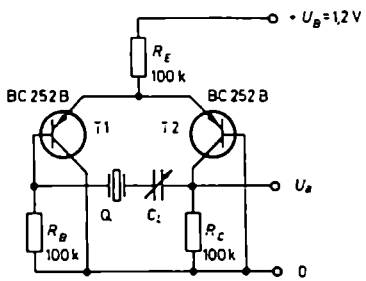


Bild 73: Schaltbild des Quarzoszillators

Die hier errechneten Werte ergeben, in die oben abgeleiteten Gleichungen eingesetzt, daß der Eingangswiderstand r_e bereits ab $h_{21e} > 50$ (bei jedem Transistor vorhanden!) so gut wie ausschließlich durch $R_B = 100\ \text{k}\Omega$ bestimmt wird. Also kann man vereinfachen

$$r_e = 100\ \text{k}\Omega.$$

Die Verstärkung der Schaltung Bild 72 ist dann

$$V = \frac{I_C \cdot R_C}{U_T} \approx 14.$$

Mit $r_e = 100\ \text{k}\Omega$, $r_a = 100\ \text{k}\Omega$, $R_{s(L)} = 50\ \text{k}\Omega$ und $V = 14$ ist demnach die Schwingbedingung $k \cdot V > 1$ gut erfüllt.

$$k \cdot V = \frac{100\ \text{k}\Omega}{250\ \text{k}\Omega} \cdot 14 = 5{,}6$$

Eine weitere hervorzuhebende Eigenschaft dieser im Bild 73 gezeigten Oszillatorschaltung ist, daß die Amplitude des Ausgangssignals stabilisiert wird und ihr Spitze-Spitze-Wert $U_{a\,ss}$ in keinem Fall den Wert $U_{BE2} \approx 500\ \text{mV}$ überschreiten kann. Da die Sättigungsspannung von T2 bei $I_C \approx 3{,}5\ \mu\text{A}$ in der Größenordnung $U_{CE\,sat} \approx 30 \ldots 50\ \text{mV}$ liegt, wird

$$U_{a\,ss} \approx U_{BE2} - U_{CE\,sat2} \approx 450\ \text{mV}.$$

Diese stabilisierte Signalamplitude ist besonders zum direkten Ansteuern des integrierten Frequenzteilers SAJ 170 von INTERMETALL geeignet.

4. 2. 3. Weitere Quarzoszillatorschaltungen

Im Bild 74 sind drei weitere für Quarzuhren geeignete Oszillatorschaltungen gezeigt. Die Schaltungen sind so ausgewählt, daß sie mit einer Batteriespannung von 1 V noch betriebssicher arbeiten. Die Schaltung a benötigt nur einen Transistor und zwei Widerstände, erfordert allerdings zwei Kondensatoren, deren Alterung und Temperaturabhängigkeit in die Oszillatorfrequenz eingehen. Dasselbe gilt für die Schaltung b, die aus Schaltung a dadurch entstanden ist, daß die Reihenfolge von Batterie und Kollektorwiderstand vertauscht wurde. Gegenüber Schaltung a hat Schaltung b den Vorteil, daß der zum Frequenz-Feinabgleich erforderliche Trimmerkondensator einseitig mit Masse verbunden ist. Die Kondensatoren C_1 und C_2 entfallen bei der Schaltung c, dafür werden jedoch zwei Transistoren und drei Widerstände benötigt. In diskreter Technik könnte man das als Nachteil ansehen, bei der Integration der Oszillatorschaltung spielt dieser Mehraufwand jedoch nur eine geringe Rolle. Für die Integration ist der Fortfall der Kondensatoren besonders günstig.

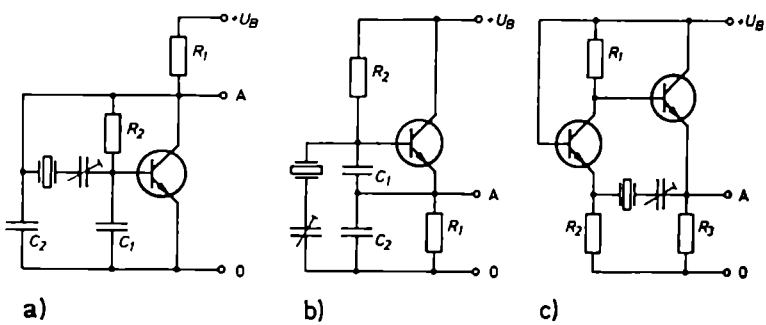


Bild 74: Weitere Quarzoszillatorschaltungen

Als zweckmäßigste Schaltung für die integrierte Technik hat sich die Oszillatorschaltung nach Bild 75 aus der Vielzahl der Möglichkeiten herauskristallisiert. Sie enthält zwei kreuzgekoppelte PNP-Transistoren und vier Widerstände. Der in Serienresonanz betriebene Quarz mit in Serie geschalteter Ziehkapazität ist an die Emitter der Transistoren angeschlossen. Die Oszillatorschaltung zeigt zwischen den Quarzanschlüssen die in Bild 76 schematisch dargestellte negative Widerstandskennlinie. Die erforderliche Größe des negativen Widerstands hängt ab von den Daten des Quarzes und von der Kapazitätsvariation des Trimmerkondensators. Berücksichtigt man die Streugrenzen der Daten der verschiedenen zur Zeit erhältlichen Uhrenquarze, so muß bei einer Kapazitätsvariation von 5 bis 50 pF der Betrag des negativen Widerstands $> 50\,k\Omega$ sein.

Der Oszillator soll eine kurze Anschwingzeit von wenigen Sekunden haben, um gegen mechanische Einflüsse unempfindlich zu sein. Außerdem darf sich die Oszillatorfrequenz im auftretenden Batteriespannungsbereich nur um 0,1 Hz ändern. Diese Forderungen bedingen eine nicht zu geringe Stromaufnahme in der Größenordnung von einigen Mikroampere. Alle diese Forderungen erfüllt die Schaltung Bild 75, die man in abgewandelter Form integriert in der Quarzuhr-Antriebsschaltung SAJ 220 von INTERMETALL findet.

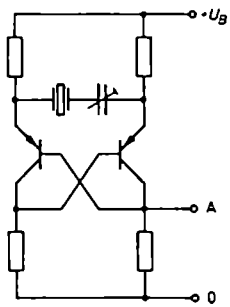


Bild 75:
Besonders für die Integration geeignete Quarzoszillatorschaltung

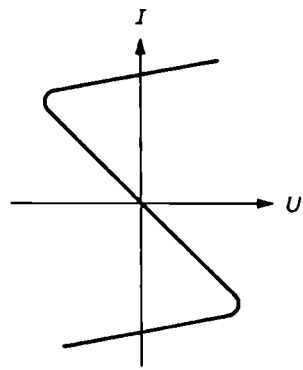


Bild 76:
Negative Widerstandskennlinie der Oszillatorschaltung Bild 75

4. 2. 4. Oszillatorfrequenz für Quarzuhren

Die Wahl der Oszillatorfrequenz für autonome Quarz-Gebrauchsuhren ist ein Kompromiß zwischen Frequenzgenauigkeit, Stromaufnahme der Elektronik, mechanischen Abmessungen des Quarzes, Betriebsdauer mit einer Batterie usw. Frequenzgenauigkeit und mechanische Robustheit des Quarzes sprechen für eine hohe Quarzfrequenz, die Stromaufnahme dagegen spricht, wie im Abschnitt Frequenzteiler gezeigt, für eine niedrige Quarzfrequenz. Die mechanischen Abmessungen des Quarzes sind um so kleiner, je höher die Resonanzfrequenz des Quarzes ist.

Als brauchbarer Kompromiß hat sich eine Frequenz von 16 384 Hz oder neuerdings von 32 768 Hz erwiesen. Ausgehend davon, daß die integrierte Schaltung Antriebsimpulse im 1-Sekunden-Takt für den die Uhr antreibenden Schrittmotor oder aber ein Antriebssignal mit einer Frequenz zwischen 100 und 400 Hz für einen Resonanzmotor liefern soll, wurden die genannten Frequenzen als Potenzen von 2 gewählt, so daß sich aus ihnen durch fortgesetzte Teilung durch 2 der 1-Sekunden-Takt bzw. eine Frequenz im genannten Bereich gewinnen läßt. Die Tabelle III zeigt eine Reihe von Kombinationsmöglichkeiten von Oszillatorfrequenz, Stufenzahl des Teilers und Ausgangsfrequenz.

Tabelle III: Ausgangsfrequenzen mehrstufiger binärer Frequenzteiler

Stufen-zahl	Eingangsfrequenz in Hz						
n	8192	10240	12288	16384	20480	24576	32768
5	256	320	384				
6	128	160	192	256	320	384	
7	64	80	96	128	160	192	256
8	32	40	48	64	80	96	128
9	16	20	24	32	40	48	64
10	8	10	12	16	20	24	32
11	4	5	6	8	10	12	16
12	2		3	4	5	6	8
13	1			2		3	4
14				1			2
15							1

4. 3. Frequenzteiler für Uhren

4. 3. 1. Allgemeines

Von der gesamten Schaltung einer Quarzuhr nimmt der Frequenzteiler den weitaus größten Raum ein. Man hat früher versucht, durch Verwendung von Frequenzteilerstufen mit hohem Teilerverhältnis den Aufwand in Grenzen zu halten. Als Beispiel dafür zeigt Bild 77 die Schaltung einer mit Silizium-Transistoren bestückten Quarzuhr, die bereits im Jahre 1957 von INTERMETALL angegeben wurde. Die zweistufige Oszillatorschaltung ist für einen dreipoligen Quarz ausgelegt, dessen Resonanzfrequenz mit 1 kHz verhältnismäßig niedrig gewählt wurde, um die Anzahl der Frequenzteilerstufen klein zu halten.

Zur Frequenzteilung werden fünf Sperrschwinger verwendet, die für unterschiedliche Teilerverhältnisse, maximal 5:1, ausgelegt sind. Das 1-Hz-Ausgangssignal des Frequenzteilers wird in einer monostabilen Kippstufe so aufbereitet, daß zur Steuerung des Schrittschaltmotors Impulse mit definierter Dauer zur Verfügung stehen. Dem Vorteil des hohen Teilerverhältnisses der verwendeten Sperrschwinger steht als Nachteil gegenüber, daß diese Stufen Transformatoren enthalten, mit einem Potentiometer abgeglichen werden müssen, eine verhältnismäßig hohe Batteriespannung benötigen und, zumindest bei höheren Temperaturen, durch Alterung eine Änderung des Teilerverhältnisses auftreten kann.

Diese Nachteile lassen sich vermeiden, wenn man anstelle von Sperrschwingern für den Frequenzteiler Flipflop-Stufen mit einem definierten, batteriespannungs- und toleranzunabhängigen Teilerverhältnis von 2:1 verwendet. Damit werden zwar mehr Teilerstufen erforderlich, jedoch ist das kein Problem, wenn man den gesamten Teiler in monolithisch integrierter Technik herstellt.

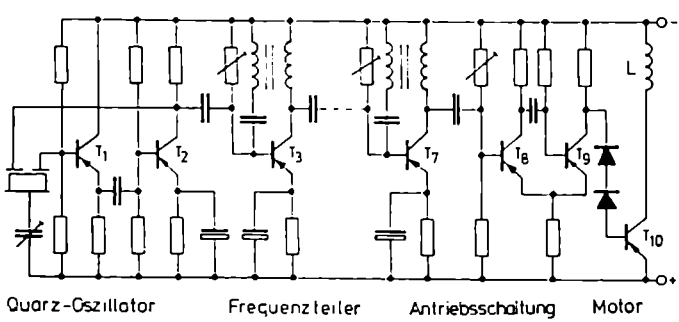


Bild 77: Schaltbild einer von INTERMETALL im Jahre 1957 als Applikationsbeispiel entwickelten Quarzuhr mit Transistoren

4. 3. 2. Flipflop als Frequenzteiler

Bild 78 zeigt die einfachste Ausführungsform einer Flipflop-Stufe. Die Schaltung besteht aus einer Speicherzelle als Grundeinheit und einer

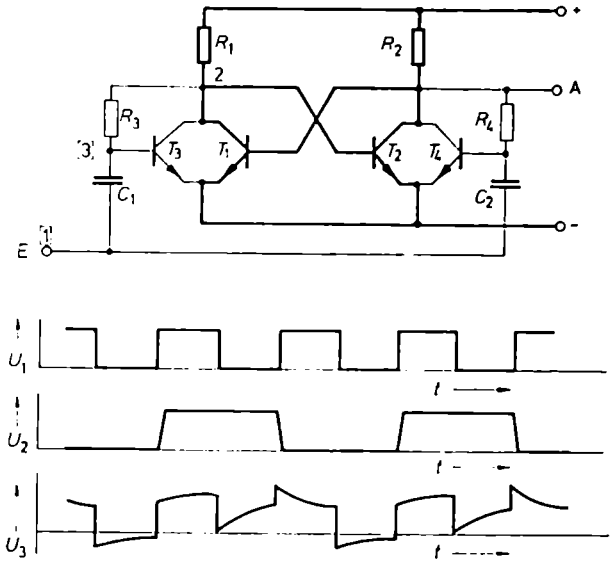


Bild 78: Frequenzteiler-Flipflop in Bipolar-Technik und Spannungsverläufe

Triggerschaltung zum Ansteuern der Speicherzelle. Die Speicherzelle enthält die beiden Transistoren T_1 und T_2 sowie die beiden Widerstände R_1 und R_2. Die Basis- und Kollektoranschlüsse der beiden Transistoren sind kreuzweise miteinander verbunden. Dadurch wird erreicht, daß jeweils immer einer der beiden Transistoren durchgesteuert und der andere gesperrt ist. Um die Speicherzelle von einem stabilen Schaltzustand in den anderen umzuschalten, sind zusätzlich die beiden Steuertransistoren T_3 und T_4, die Vorbereitungswiderstände R_3 und R_4 und die Koppelkondensatoren C_1 und C_2 erforderlich. Die Kondensatoren haben die Aufgabe, während des Umschaltvorgangs im Flipflop die Information über den vorhergehenden Schaltzustand so lange zu speichern, bis der neue Schaltzustand erreicht ist. Diese Information besteht in der unterschiedlichen Ladung der beiden Kondensatoren, die sich im stabilen Zustand einstellt, weil dabei jeweils nur der eine über den zugehörigen Vorbereitungswiderstand aufgeladen wird, während der andere praktisch entladen ist. Diese Funktionsweise wird durch die ebenfalls in Bild 78 dargestellten Spannungsverläufe an drei wesentlichen Punkten der Schaltung verdeutlicht.

Das Problem der hohen Widerstände

Obwohl die Flipflop-Schaltung nach Bild 78 sehr einfach aufgebaut ist, ergeben sich bei der Integration erhebliche Probleme, wenn man davon ausgeht, daß die Schaltung mit möglichst niedrigem Strom betrieben werden soll. Dann müssen nämlich die vier Widerstände sehr groß sein, da durch sie der Stromverbrauch der Schaltung bestimmt wird. Beispiels-

weise müssen bei einem Flipflop, das bei 1,35 V Batteriespannung nicht mehr als 0,1 µA aufnehmen soll, für die beiden Widerstände R_1 und R_2 jeweils 20 MΩ eingesetzt werden. Solch große Widerstände nehmen bei einer integrierten Schaltung sehr viel Kristallfläche ein, selbst wenn sie als sogenannte Squeezing-Widerstände ausgeführt werden. Bei integrierten Squeezing-Widerständen wird der Querschnitt der p-dotierten Widerstandszone durch eine zusätzliche n-Diffusion zusammengeschnürt und damit der Widerstand pro Flächeneinheit erhöht. Nachteilig ist, daß sich Squeezing-Widerstände nur mit großen Toleranzen herstellen lassen. Bild 79 zeigt den auf die Transistorfläche bezogenen Flächenbedarf von Squeezing-Widerständen mit dem praktisch maximal realisierbaren Wert von 10 kΩ pro Quadrat. Man erkennt daraus, daß ein 20-MΩ-Widerstand die Fläche von 40 Transistoren beansprucht.

Eine Technik, die mit geringerer Kristallfläche auskommt, besteht darin, auf der Oxidoberfläche des Kristalls Dünnfilmwiderstände aufzudampfen. Aber auch solche Widerstände benötigen noch viel Platz und erfordern außerdem zusätzliche Prozeßschritte bei der Herstellung. Aus diesem Grunde läßt sich ein integrierter Uhren-Frequenzteiler mit Flipflop-Stufen der in Bild 78 gezeigten Schaltung nicht wirtschaftlich herstellen.

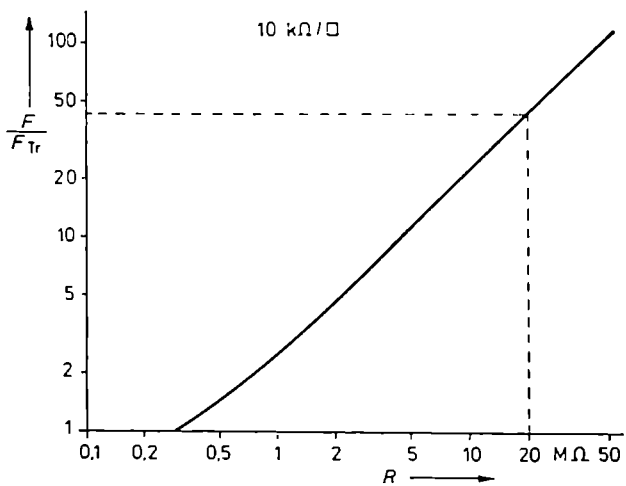


Bild 79: Flächenbedarf von Squeezing-Widerständen, bezogen auf den Flächenbedarf eines Transistors

Konstantstromquellen als Ersatz für hohe Widerstände

Die beiden Kollektorwiderstände R_1 und R_2 der Flipflop-Schaltung Bild 78 haben im wesentlichen die Aufgabe, den Strom zu begrenzen. An ihrer Stelle können als Konstantstromquelle geschaltete, zu den Flipflop-Transistoren komplementäre Transistoren eingesetzt werden. Das Prinzip einer solchen Konstantstromquelle ist in Bild 80 wiedergegeben. Die

Basis-Emitter-Strecken der beiden Transistoren T_1 und T_2 sind parallelgeschaltet, und die gemeinsame Basis ist mit dem Kollektor des Transistors T_1 verbunden. Wie aus den nachfolgenden Gleichungen hervorgeht, fließt im Kollektorzweig des Transistors T_2 ein konstanter Strom,

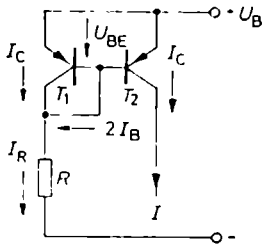


Bild 80: Integrierbare Konstantstromquelle

der abhängt vom Widerstand R, der Batteriespannung U_B, der Basis-Emitter-Schwellenspannung U_{BE} und der Stromverstärkung der Transistoren. Bei ausreichend hoher Stromverstärkung kann deren Einfluß jedoch vernachlässigt werden.

$$I_R = \frac{U_B - U_{BE}}{R}$$

$$I_C = I_R - 2 \cdot \frac{I_C}{B} = I$$

$$I = \frac{U_B - U_{BE}}{(1 + \frac{2}{B}) \cdot R}$$

Natürlich ist es nicht sinnvoll, für jeden der Widerstände jeweils eine Konstantstromschaltung der in Bild 80 gezeigten Art einzusetzen, sondern man muß eine Vielfach-Konstantstromquelle verwenden, wie sie Bild 81 zeigt, und damit die Kollektorwiderstände aller Flipflop-Stufen des gesamten Frequenzteilers ersetzen. Eine solche Vielfach-Konstantstromquelle kann ohne weiteres auch für unterschiedlich hohe Ströme ausgelegt werden, beispielsweise, wie im Schaltbild angedeutet, durch Parallelschaltung mehrerer Transistoren, vorteilhafter jedoch dadurch, daß man die Emitterflächen der Transistoren unterschiedlich groß macht.

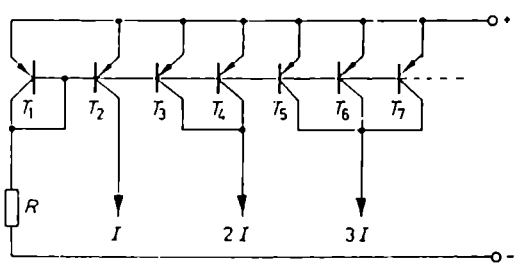


Bild 81: Integrierbare Vielfach-Konstantstromquelle, sog. Strombank

Die endgültige Flipflop-Frequenzteilerschaltung

Die Vorbereitungswiderstände R_3 und R_4 in Bild 78 lassen sich allerdings nicht durch Konstantstromquellen ersetzen. Eine Möglichkeit, diese Widerstände zu vermeiden, besteht grundsätzlich darin, daß man an ihrer Stelle Dioden einsetzt. Diese müssen jedoch eine sehr niedrige Durchlaßspannung haben, so daß sie nur mit zusätzlichem Aufwand hergestellt werden können. Eine geeignetere Schaltung erhält man bei Verwendung von komplementären Transistoren, deren Kollektor-Emitter-Strecke anstelle der Vorbereitungswiderstände geschaltet und deren Basis jeweils mit dem Kollektor des Speicherzellen-Transistors der gegenüberliegenden Seite verbunden ist.

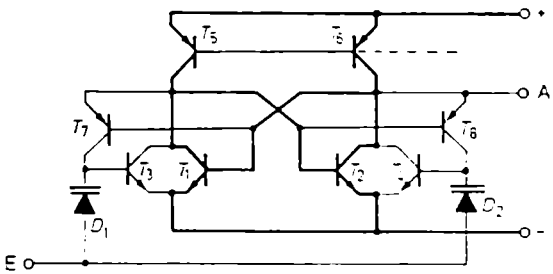


Bild 82: Integrierbares Frequenzteiler-Flipflop in Komplementär-Bipolar-Technik

Damit ergibt sich, wie Bild 82 zeigt, eine äußerst einfache Flipflop-Schaltung, die alle Anforderungen erfüllt. Eine Vielzahl solcher Flipflops kann als Frequenzteiler in einem Siliziumplättchen integriert werden. Die gesamte Schaltung benötigt dann nur einen einzigen Widerstand, der die Ströme der Vielfach-Konstantstromquelle bestimmt. Dieser Widerstand kann grundsätzlich mit integriert werden. Vorteilhafter ist es jedoch, ihn extern der integrierten Schaltung zuzuschalten, um damit die Gesamt-Stromaufnahme des Frequenzteilers nach den im folgenden beschriebenen Gesichtspunkten zu programmieren.

Erforderliche Stromaufnahme eines Flipflops

Die erforderliche Stromaufnahme des Flipflops in Komplementär-Bipolartechnik hängt praktisch nur ab von der Größe der parasitären Transistorkapazitäten, die beim Umschalten in einer durch die Betriebsfrequenz vorgegebenen Zeit auf- und entladen werden müssen. Zur Verdeutlichung dieser Tatsache ist in Bild 83 eine mit Konstantstrom gespeiste Speicherzelle gezeigt, die durch die parasitären Kondensatoren C_P belastet ist. Zur Auf- und Entladung dieser Kondensatoren steht maximal die halbe Periodendauer des Eingangssignals zur Verfügung. Damit ergibt sich entsprechend den nachfolgend angeführten Gleichungen, daß der zum Betrieb des Flipflops erforderliche Strom bei vorgegebenen Transistorkapazitäten direkt proportional der Eingangsfrequenz des Flipflops ist. Bild 84

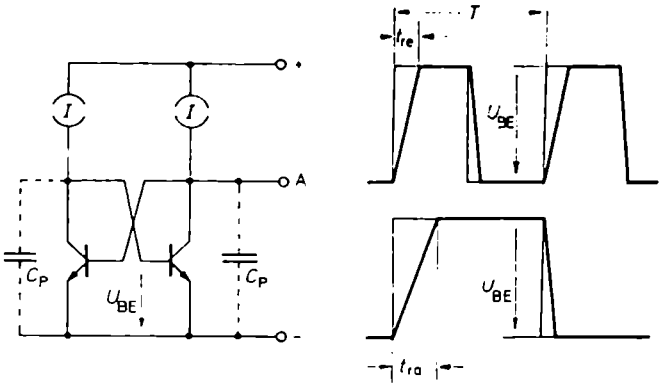


Bild 83: Kapazitiv belastete Speicherzelle und Spannungsverläufe

zeigt diese Abhängigkeit anhand praktisch realisierter Werte. Danach läßt sich beispielsweise ein Flipflop bei 20 kHz Eingangsfrequenz mit einem Strom von nur 1 µA betreiben. Zu Bild 83 gelten die Gleichungen

$$T = \frac{1}{f_e}$$

$$t_{ra} = C_P \cdot \frac{U_{BE}}{I}$$

$$I > C_P \cdot \frac{U_{BE}}{0{,}5 \cdot T} = 2 \cdot f_e \cdot C_P \cdot U_{BE}$$

Um die Gesamt-Stromaufnahme eines mehrstufigen Frequenzteilers möglichst klein zu halten, ist es sinnvoll, die einzelnen Flipflops mit unterschiedlichen, jeweils für die Betriebsfrequenz erforderlichen Strömen zu betreiben. Wie Bild 85 verdeutlicht, benötigt der gesamte Frequenzteiler, unabhängig von der Anzahl seiner Stufen, dann nur maximal den doppelten Strom, der für die erste Flipflop-Stufe erforderlich ist. Zu Bild 85 gelten die Gleichungen

$$I_i = k \cdot f_i$$

$$f_i = \frac{1}{2} \cdot f_{(i-1)}$$

$$I_i = \frac{1}{2} \cdot I_{(i-1)}$$

$$\sum_{1}^{n} I_i = I_1 + \frac{1}{2} \cdot I_1 + \frac{1}{4} \cdot I_1 + \ldots . \frac{1}{n-1} \cdot I_1 + \frac{1}{n} \cdot I_1$$

$$\Sigma I_i \leq 2 \cdot I_1$$

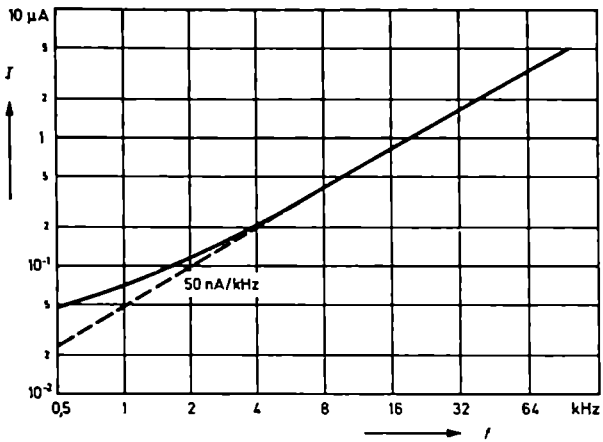


Bild 84: Erforderliche Stromaufnahme einer Frequenzteiler-Flipflop-Stufe in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz

Bei der praktischen Realisierung muß man wegen des zusätzlichen Stromes durch den Programmierwiderstand der Stromquellen und wegen der mit abnehmendem Strom sinkenden Stromverstärkung der Transistoren mit einer etwas höheren Stromaufnahme rechnen. Jedoch ist dieser zusätzliche Anteil gering, da – wie Bild 86 zeigt – die Stromverstärkung der Transistoren auch im Nanoampere-Bereich noch voll ausreicht.

Wegen ihrer Frequenzabhängigkeit kann die Stromaufnahme des Frequenzteilers um so niedriger gehalten werden, je niedriger die Oszillatorfrequenz ist. Die Oszillatorfrequenz wird jedoch nach unten hin durch die Forderungen an die Genauigkeit der Quarzuhr und außerdem bei Armbanduhren durch die Größe des Quarzes begrenzt.

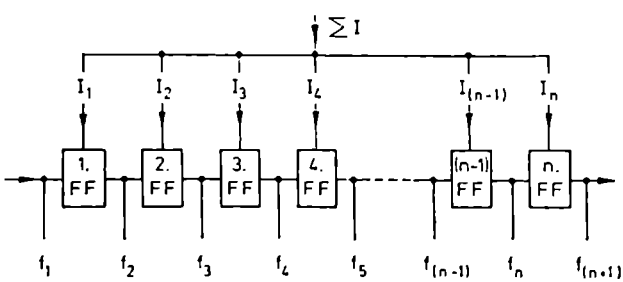


Bild 85: Ersatzschaltbild zur Stromaufnahme mehrstufiger Frequenzteiler

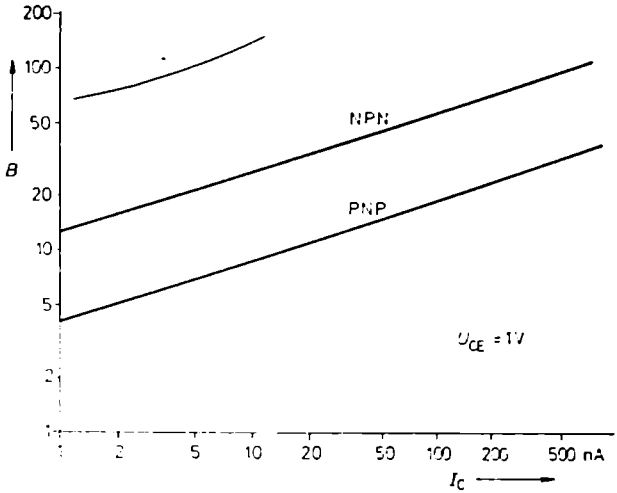


Bild 86: Stromverstärkung integrierter Transistoren in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

4. 3. 3. Die integrierte Schaltung SAJ 170

Nach den vorstehenden Überlegungen entwickelte INTERMETALL im Jahre 1970 den integrierten Frequenzteiler SAJ 170, der sieben Flipflop-Stufen in einem Kristall vereinigt. Bild 87 zeigt die Schaltung eines mit zwei SAJ 170 aufgebauten vierzehnstufigen Frequenzteilers, der die Frequenz eines auf 16 384 Hz schwingenden Quarzoszillators nach Abschnitt 4. 2. 2. um das Teilerverhältnis von $2^{14} = 16384$ auf die Frequenz 1 Hz herunterteilt. Mit dem 1-Hz-Signal treibt man über einen Impulsformer und -verstärker ein Schrittschaltwerk, welches das Räderwerk einer Uhr bewegt. Die weiteren Baugruppen dieser Quarzuhr werden in den folgenden Abschnitten beschrieben.

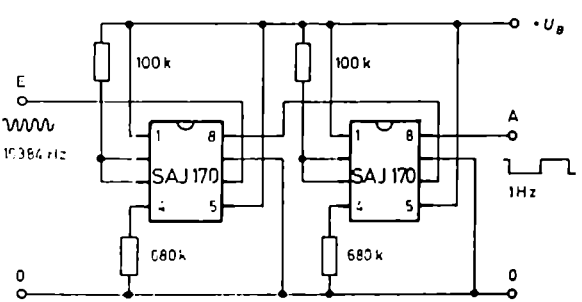


Bild 87: 14stufiger Frequenzteiler mit zwei integrierten Schaltungen SAJ 170

Daten des SAJ 170

Der monolithisch integrierte Frequenzteiler SAJ 170 ist bestimmt für die Anwendung in Quarz-Großuhren. Er besteht aus sieben hintereinandergeschalteten Flipflop-Stufen, die durch die positive Flanke des jeweiligen Eingangsimpulses getriggert werden. Die Ansteuerung des SAJ 170 erfolgt mit Rechteck- oder Sinussignalen entsprechend Bild 90 a und 90 b. Für die Frequenzteilung um den Faktor 2^{14} (z. B. von 16 384 Hz auf 1 Hz) werden zwei SAJ 170 direkt hintereinandergeschaltet.

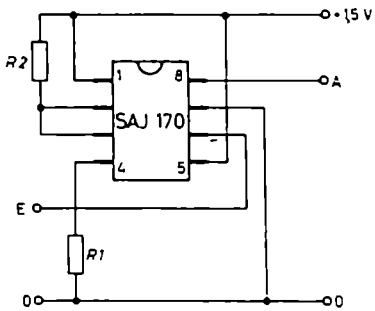


Bild 88: Betriebsschaltung für den SAJ 170

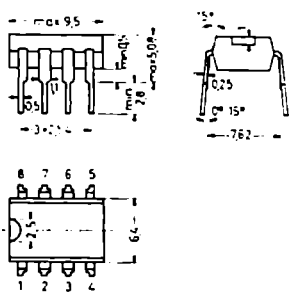


Bild 89: SAJ 170 im Mini-Dip-Kunststoffgehäuse ähnlich TO-116
Gewicht ca. 0,8 g, Maße in mm

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 7.

Grenzwerte

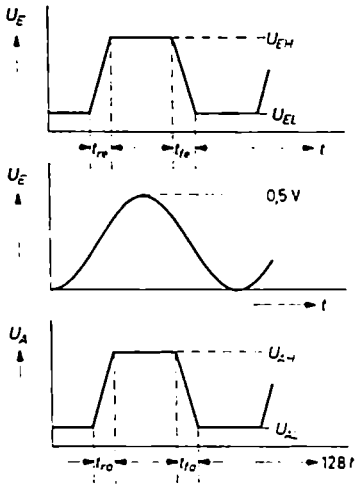
Versorgungsspannung	$U_{1,5}$	2	V
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−10 . . . +60	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	−30 . . . +125	°C

Kennwerte bei $U_{1,5} = 1{,}5$ V, $R1 = 680$ kΩ, $R2 = 100$ kΩ, $T_U = 25$ °C

Stromaufnahme	I_B	17	µA
Teilverhältnis	f_e/f_a	128	
Ausgangsspannung („H"-Zustand)	U_{AH}	0,55	V
Ausgangsspannung („L"-Zustand)	U_{AL}	0,05	V
Anstiegszeit der Ausgangsspannung	t_{ra}	10	µs
Abfallzeit der Ausgangsspannung	t_{fa}	5	µs

Empfohlene Betriebswerte bei $T_U = 25$ °C

Versorgungsspannung	$U_{1,5}$	> 1,2	V
Stromaufnahme, einstellbar mit *R1*	I_B	10 . . . 25	µA
Widerstand zum Einstellen der Stromaufnahme	*R1*	nach Bild 91	
Eingangsfrequenz	f_e	< 50	kHz
Kapazitive Belastung am Ausgang	C_B	< 30	pF
Eingangsspannung („H"-Zustand)	U_{EH}	0,4 . . . 0,6	V
Eingangsspannung („L"-Zustand)	U_{EL}	< 0,1	V
Anstiegszeit der Eingangsspannung	t_{re}	< 20	µs
Abfallzeit der Eingangsspannung	t_{fe}	< 10	µs



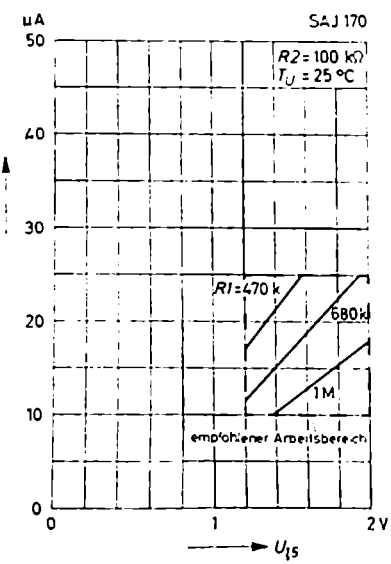
a) Eingangsspannung bei Ansteuerung mit Rechtecksignal

b) Eingangsspannung bei Ansteuerung mit Sinussignal (nur für $f_e > 8$ kHz)

c) Ausgangsspannung

Bild 90: Ein- und Ausgangsspannungen des SAJ 170

Bild 91:
Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung



4. 4. Weitere Baugruppen der Quarzuhr

4. 4. 1. Der Impulsverstärker

Die Amplitude des 1-Hz-Signals am Ausgang der Frequenzteilerschaltung ist mit ca. 500 mV ausreichend groß, um nachfolgende Stufen anzutreiben; allerdings ist der Ausgangswiderstand – wegen der geringen Arbeitsströme der Teilerstufen – relativ hoch. Eine Leistungsverstärkung ist daher erforderlich. Aus Gründen der Stromersparnis wird der Leistungsverstärker jedoch nicht galvanisch an den Ausgang der Frequenzteilerschaltung angekoppelt, sondern über ein Differenzierglied, so daß nur während kurzer Zeit nennenswerte Ströme fließen.

Bild 92 zeigt das Schaltbild des Impulsverstärkers. Die Schaltung ist zweistufig, die Transistoren arbeiten als Schalter. Ohne Eingangssignal ist T3 über seinen 4,7-MΩ-Basiswiderstand ständig durchgesteuert, so daß T4 gesperrt ist. Liegt ein rechteckförmiges Eingangssignal am Eingang des Impulsverstärkers, so sperrt jede abfallende Flanke über den 33-pF-Koppelkondensator, der mit dem 4,7-MΩ-Basiswiderstand die Funktion eines Differenzierglieds hat, den Transistor T3. Damit wird T4 leitend. Dieser Vorgang dauert wegen der kleinen Zeitkonstante des Differenzierglieds nur etwa 50 µs. Der relativ niederohmige Ausgang von T4 ist daher nur während dieser kurzen Zeit eingeschaltet. Der Ruhestrom des Impulsverstärkers wird im fast dauernd durchgeschalteten Transistor T3 verbraucht; er beträgt etwa 5 µA.

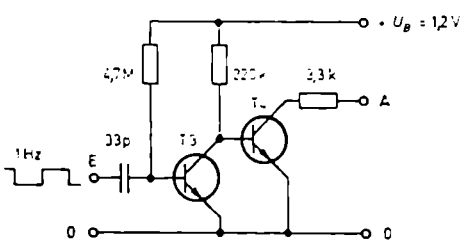


Bild 92: Schaltbild des Impulsverstärkers

4. 4. 2. Die Antriebsstufe für den elektromechanischen Wandler

Der im Impulsverstärker geformte Impuls mit einer Dauer von etwa 50 µs ist zu kurz, um den elektromechanischen Wandler der Uhr in Gang zu setzen. Deshalb wird die Antriebsstufe, die den Wandler mit Energie zu versorgen hat, als Zeitglied ausgeführt. Die verwendete Schaltung ist eine monostabile Kippschaltung, jedoch in besonderer Ausführung mit zwei komplementären Transistoren T5 und T6. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß sie nur Strom benötigt, solange sie sich im metastabilen Zustand befindet.

Bild 93 zeigt die ausgeführte Schaltung. Die Dauer des metastabilen Zustands, also die Stromimpulsdauer im Transistor T6, wird bestimmt durch die Zeitkonstante des *RC*-Glieds, das vom Kollektor des Transistors T6 zur Basis von T5 geschaltet ist. Die Impulsdauer ist leicht durch Variation des Kapazitätswerts zu verändern und außerdem mit dem Trimmpotentiometer exakt auf den gewünschten Wert einstellbar. Die in Bild 93 angegebene Dimensionierung ergibt eine Impulsdauer von etwa 20 bis 35 ms.

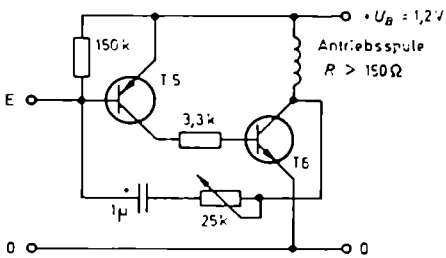


Bild 93: Schaltbild der Antriebsstufe für den elektromechanischen Wandler

4. 4. 3. Die Stabilisierungsschaltung

Aufgabe der Stabilisierungsschaltung ist es, die Versorgungsspannung für die gesamte Elektronik und Mechanik der Uhr auf $+U_B = 1{,}2$ V konstant zu halten. Grundsätzlich wäre es möglich, die elektronischen Schaltungen, also Quarzoszillator, integrierte Frequenzteiler, Impulsverstärker und Antriebsstufe, direkt an der nichtstabilisierten Spannung einer Babyzelle zu betreiben, deren Spannung, bei 1,7 V beginnend, am Ende der Entladezeit bis auf etwa 1,2 Volt absinkt. Dagegen arbeitet der elektromechanische Wandler nur in einem kleinen durch die Dimensionierung vorgegebenen Spannungsbereich optimal. Da aber eine Stabilisierungsschaltung, die für den Antriebsimpuls ausgelegt sein muß, der je nach Wandler zwischen 1 und 5 mA liegen kann, auch leicht noch einige zehn Mikroampere zusätzlich liefern kann, ist es sinnvoll, die komplette Schaltung an der stabilisierten Spannung zu betreiben.

Eine passende und bewährte Stabilisierungsschaltung für diesen Zweck zeigt Bild 94. Sie arbeitet nach dem Serienstabilisierungsprinzip mit T9 als Serientransistor. Dieser liegt als PNP-Transistor in der Plusleitung zum Verbraucher, was den Vorteil einer geringstmöglichen Restspannung am Transistor ergibt. Der Transistor T8 erhält seinen Basisstrom über einen 1-MΩ-Widerstand und steuert mit seinem Kollektorstrom die Basis des Serientransistors T9. Der Regelkreis der Stabilisierungsschaltung wird dadurch geschlossen, daß T7 über einen Spannungsteiler von der stabilisierten Ausgangsspannung gesteuert wird und der Kollektor von T7 mit der Basis von T8 verbunden ist. Damit würde bei steigender Ausgangsspannung mit dem dadurch steigenden Kollektorstrom von T7 der Basis-

und Kollektorstrom von T8 gedrosselt. T9 erhielte dann weniger Basisstrom, und dem Ansteigen der stabilisierten Spannung würde entgegengewirkt. Das Entgegengesetzte würde eintreten, wenn die Ausgangsspannung sinken sollte.

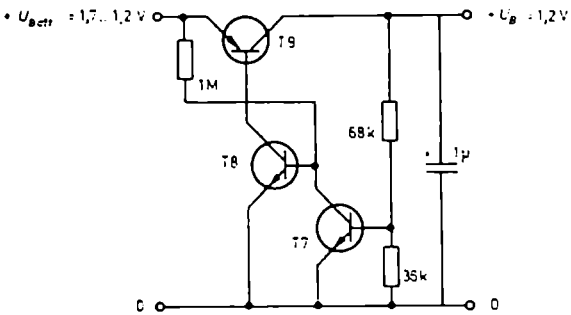


Bild 94: Stabilisierungsschaltung

Die Referenzspannung dieser Stabilisierungsschaltung ist die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T7. Bei einem Arbeitspunkt für T7 von $I_C \approx 1\ \mu A$ beträgt $U_{BE} \approx 415$ mV. Der ohmsche Spannungsteiler 68 kΩ, 36 kΩ teilt die Ausgangsspannung $\div U_B = 1{,}2$ V auf den Wert $U_{BE} \approx 415$ mV herunter, so daß die Regelung in der gewünschten Weise arbeiten kann. Die Stabilisierungsschaltung verbraucht in der angegebenen Dimensionierung einen Ruhestrom von etwa 12 µA. Ihre Stabilisierungseigenschaften sind aus den Diagrammen Bild 95 und 96 ersichtlich.

Da die Durchlaßspannung der Basis-Emitter-Diode des Transistors T7 einen Temperaturgang von etwa – 2 mV/grd hat, ergibt sich für die stabilisierte Spannung U_B ein um den Faktor

$$\frac{36\ \text{k}\Omega + 68\ \text{k}\Omega}{36\ \text{k}\Omega} = 2{,}9$$

größerer Temperaturgang. Falls das in bestimmten Anwendungen stören sollte, kann man z. B. einen Teil des 36-kΩ-Widerstandes als Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten ausführen. Untersuchungen haben ergeben, daß z. B. anstelle des 36-kΩ-Widerstandes die Reihenschaltung eines 31-kΩ-Widerstandes mit einem 5-kΩ-Thermistor (SEL, Bauform TD1) eine teilweise Kompensation des Temperaturgangs ergibt.

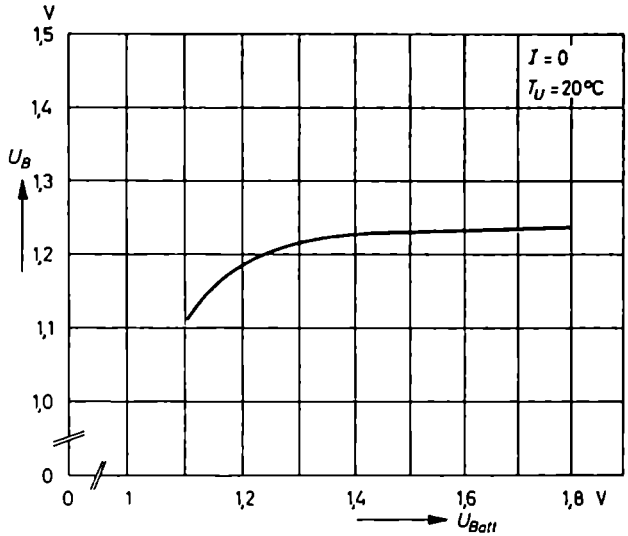


Bild 95: Stabilisierte Versorgungsspannung in Abhängigkeit von der Batteriespannung

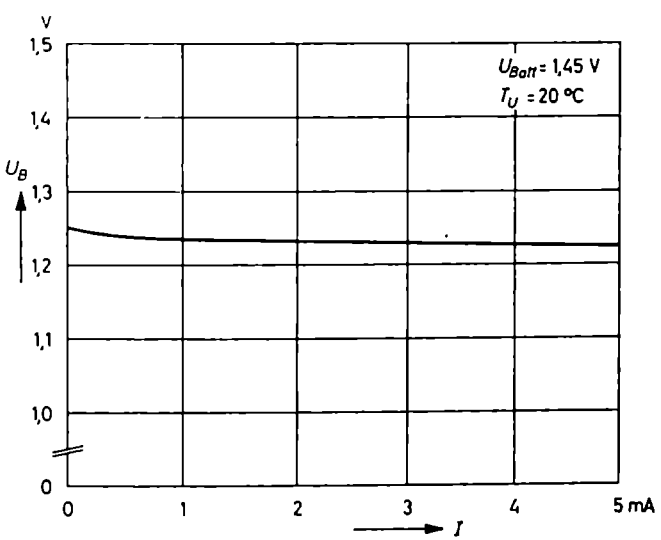


Bild 96: Stabilisierte Versorgungsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom

4. 4. 4. Der elektromechanische Wandler

Die in den Abschnitten 4. 3. 3. bis 4. 4. 3. beschriebene Quarzuhr-Schaltung wurde für einen elektromechanischen Wandler entwickelt, wie er in Bild 97 gezeigt ist. Das elektromechanische Antriebssystem ist als permanentdynamisches Drehspulsystem ausgeführt. Der magnetische Kreis besteht aus einem gesinterten stabförmigen Alnico-Magneten mit zylindrischen äußeren Polflächen und einem Weicheisenrückschluß. Er hat auf beiden Seiten einen Luftspalt, in dem ein radial homogenes Feld vorhanden ist. Koaxial zum Magneten ist eine eisenlose Spule mit rechteckigem Wicklungsquerschnitt angeordnet. Sie wird von einem Kunststoffträger gehalten, dessen Achse in verschleißfesten, reibungsarmen Gleitlagern mit je zwei Lagersteinen gelagert ist. Da die Windungen der Spule den Magneten ganz umhüllen, sind die Verluste durch Streufluß besonders gering. Die Stromzuführung erfolgt über zwei kleine Spiralfedern, die gleichzeitig für die nötige Rückstellung sorgen.

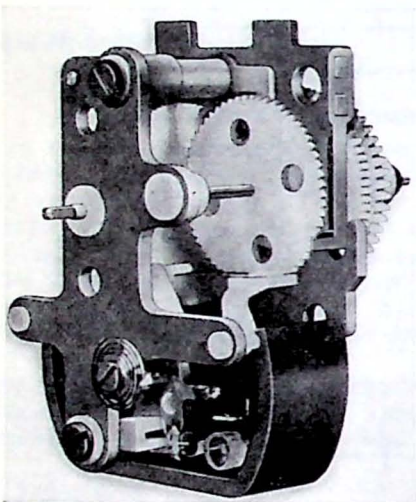


Bild 97: Elektromechanischer Wandler (Gebr. Staiger, St. Georgen)

Jeder Stromimpuls versetzt die Spule in eine Drehbewegung, deren Ausschlagwinkel durch Spulen- und Luftspaltbreite gegeben ist. Zwei feinfühlig einstellbare Anschläge sorgen für eine exakte Begrenzung. Die Bewegung der Drehspule wird durch ein Klinkenschaltgetriebe auf das Sekundenrad übertragen. Dazu ist unmittelbar am Träger der Spule eine Zugklinke befestigt, die direkt in die Zähne des sperrverzahnten Sekundenrades eingreift. Dieses wird nach erfolgter Weiterschaltung um eine Zahnteilung von einer Sperrfeder fixiert, die so gestaltet ist, daß sie im letzten Viertel des Schaltweges ein in Drehrichtung wirkendes zusätzliches Drehmoment auf das Rad ausübt. Daher ist ein Überhub des Radzahnes zum Einfallen der Sperrklinke in die Lücke nicht erforderlich. Die springende Bewegung des Sekundenzeigers erfolgt nahezu vibrationslos.

Die Drehspule hat einen Widerstand von etwa 300 Ω und eine Induktivität von 30 mH. Die zum Weiterschalten des Sekundenrades um einen Schritt erforderliche Dauer des Antriebsimpulses beträgt 30 ms. An der Sekundenwelle wird ein mittleres Drehmoment von 0,15 pcm erreicht.

4. 5. Quarz-Großuhr mit integrierten Schaltungen

Die in den vorangegangenen Abschnitten beschriebene Quarz-Großuhr wurde im Januar 1971 der Öffentlichkeit vorgestellt. Bild 98 zeigt ihr Blockschaltbild. Besonders bemerkenswert an dieser Uhr war neben ausgefeilter Schaltungstechnik der integrierten Schaltungen der Einsatz von Kunststoffen.

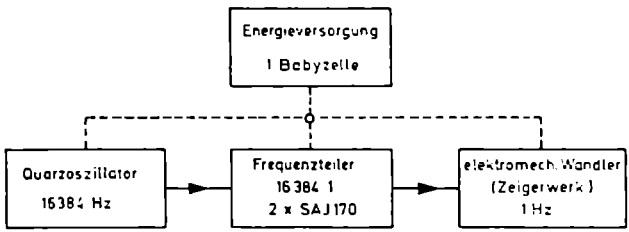


Bild 98: Blockschaltbild der mit dem integrierten Frequenzteiler SAJ 170 aufgebauten Quarz-Großuhr

In Bild 99 ist das gesamte Schaltbild der Quarzuhr dargestellt. Wie das Foto Bild 100 zeigt, läßt sich die komplette Elektronik auf einer Printplatte von etwa 2 x 7 cm² Grundfläche aufbauen.

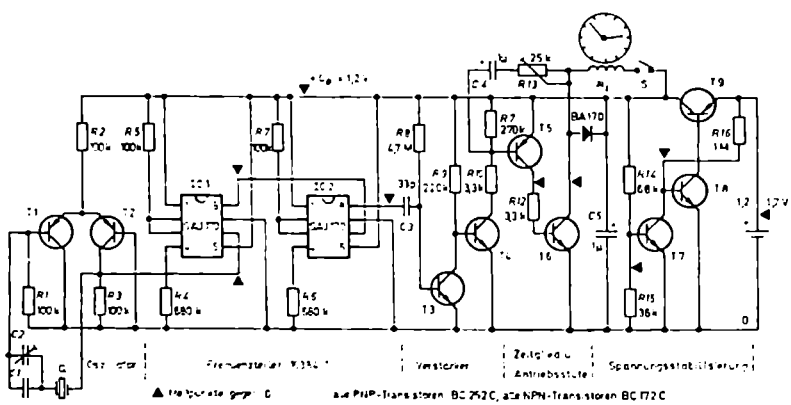


Bild 99: Gesamtes Schaltbild der mit dem integrierten Frequenzteiler SAJ 170 aufgebauten Quarz-Großuhr

4. 5. 1. Eigenschaften der Quarzuhr im Betrieb

Stromverbrauch

Bei Verwendung eines elektromechanischen Wandlers, der jede Sekunde einen Antriebsimpuls von 4 mA Amplitude und 30 ms Dauer benötigt, läuft die Uhr mit einer Braunstein-Babyzelle (IEC R14) länger als ein Jahr.

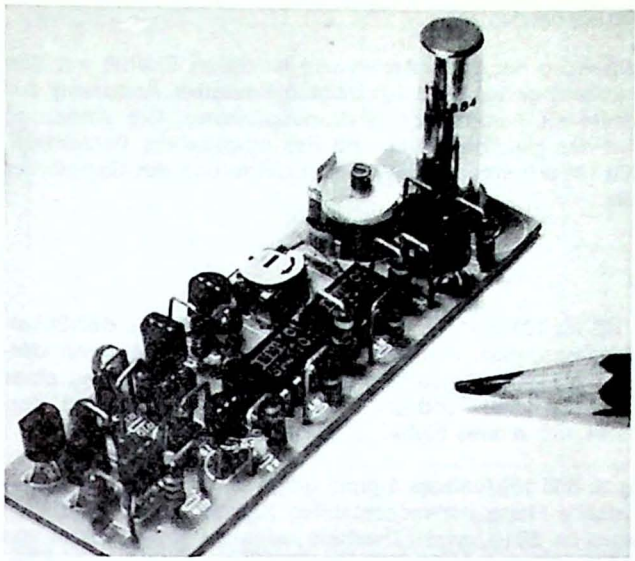


Bild 100: Komplette Elektronik der Quarzuhr auf einer Printplatte von 2 x 7 cm²

Der gesamte Stromverbrauch für die Elektronik und den Wandler beträgt etwa 1,5 Amperestunden im Jahr. Die Stromaufnahme gliedert sich wie folgt:

Oszillator	7 µA
Frequenzteiler	30 µA
Impulsverstärker	5 µA
Stabilisierungsschaltung	12 µA
Wandler (4 mA, 30 ms)	120 µA
gesamt	174 µA

Multipliziert man die Stromaufnahme von 174 µA mit der Stundenzahl eines Jahres, 8760 Stunden, so erhält man rund 1,5 Ah. Damit liegt der Stromverbrauch der Quarzuhr sicher unter der typischen Kapazität einer Braunstein-Babyzelle von 2 Ah.

Temperaturverhalten

Die Quarzuhr ist funktionsfähig in dem weiten Temperaturbereich von − 10 bis + 60 °C. Der temperaturbedingte Gangfehler hängt vom Quarz ab. Typische Werte können aus den Bildern 67 und 102 entnommen werden.

Einfluß der Batteriespannung

Dank der Stabilisierung der Batteriespannung ist deren Einfluß auf den Gang der Uhr äußerst gering. Bild 101 zeigt die relative Änderung der 1-Hz-Periodendauer als Funktion der Batteriespannung. Die Änderung der Frequenz hat den gleichen Betrag und das umgekehrte Vorzeichen. Mit Hilfe von Bild 102 läßt sich aus der Frequenzänderung der Gangfehler der Uhr ermitteln.

Oszillogramme

In den Bildern 103 bis 108 sind die wichtigsten Oszillogramme der Schaltung Bild 99 wiedergegeben. Alle Signale sind auf Null bezogen dargestellt. Zum Bild 106 ist zu bemerken, daß das obere Signal mit einer Zeitablenkung von 200 ms/Skt. und das untere Signal mit 50 µs/Skt. dargestellt ist. Oberes und unteres Signal zeigen denselben Impuls.

Als Erläuterung zu Bild 107 (unteres Signal) möge folgender Hinweis dienen: Die metastabile Phase der monostabilen Kippschaltung wird ausgelöst durch einen ca. 50 µs langen Durchsteuerimpuls am Kollektor von T4, im Bild ganz links unten zu sehen. Damit hat die 30 ms lange Impulsdauer begonnen. Sobald T4 wieder stromlos geworden ist, mißt man an seinem Kollektor über den Widerstand *R10* das Basispotential des eingeschalteten Transistors T5 mit ca. 0,7 V $\approx (U_B - U_{BET5})$. Nach dem Ende der metastabilen Phase steigt wegen des *RC*-Gliedes *C4, R14* das Basispotential auf den Wert $U_B + U_{C4}$, wobei U_{C4} die Spannung ist, auf die sich der Kondensator *C4* während der metastabilen Phase aufladen konnte. Nun entlädt sich *C4* über die Serienschaltung von $R14 + R11 + R_L$, was den nach einer e-Funktion abfallenden Kurvenverlauf ergibt. R_L ist dabei der Realteil des komplexen Lastwiderstandes $\underline{R}_L$. Die Zeitkonstante ist etwa

$$\tau = C4 \cdot (R14 + R11 + R_L) \approx 1\,\mu F \cdot 160\,k\Omega = 160\,ms,$$

so daß die Asymptote, die bei $U_B = 1{,}2$ V liegt, nach etwa 700 bis 800 ms erreicht wird.

Im Bild 108 ist das Kollektorpotential des Transistors T5 dargestellt, das vorzugsweise beim Abgleich der Schaltung zum Triggern eines Periodendauermeßgerätes verwendet werden sollte (siehe auch Abschnitt 4. 5. 2.). Das untere Signal zeigt den Spannungsverlauf an der Antriebsspule des elektromechanischen Wandlers. Im Vergleich mit den Bildern 106 (unteres Signal) und 107 (oberes Signal) wird hier das induktive Verhalten der Spule und die Induktion des Magnetsystems deutlich.

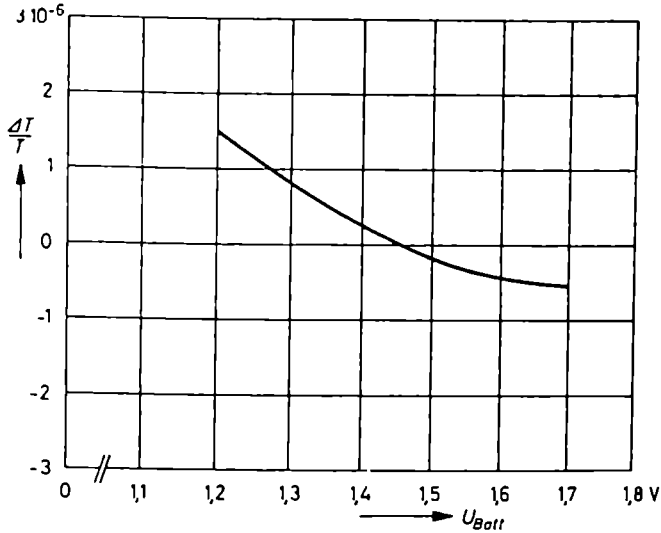


Bild 101: Relative Änderung der 1-Hz-Periodendauer in Abhängigkeit von der Batteriespannung

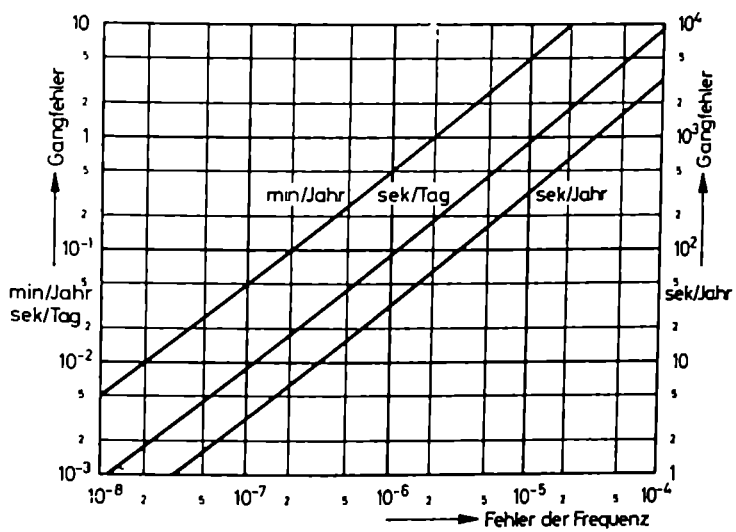


Bild 102: Gangfehler der Uhr in Abhängigkeit vom Frequenzfehler

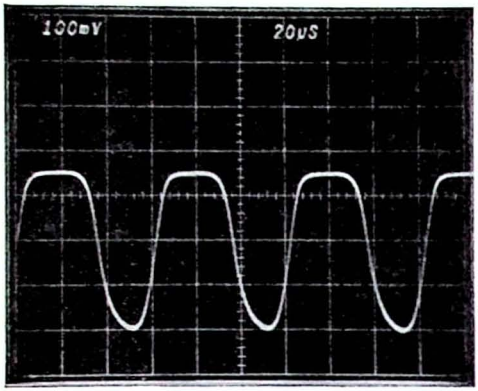


Bild 103:
Oszillatorsignal
am Kollektor
des Transistors T2

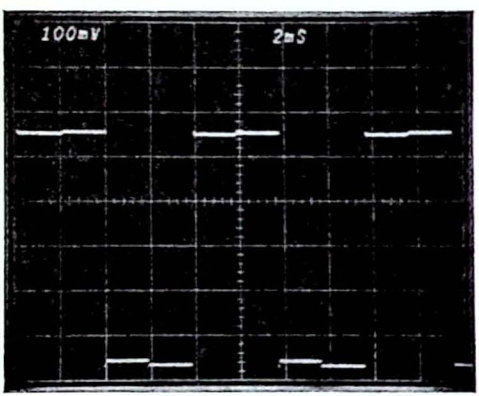


Bild 104:
128-Hz-Ausgangssignal
des ersten
Frequenzteilers SAJ 170

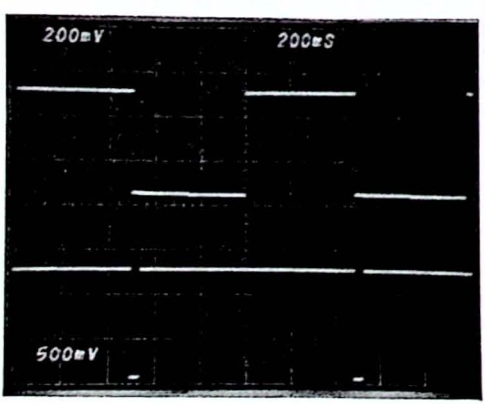


Bild 105:
oben: 1-Hz-Ausgangs-
signal des zweiten
Frequenzteilers SAJ 170
unten: 30-ms-Ausgangs-
impulse am Kollektor
von Transistor T6
mit ohmschem
Lastwiderstand 300 Ω

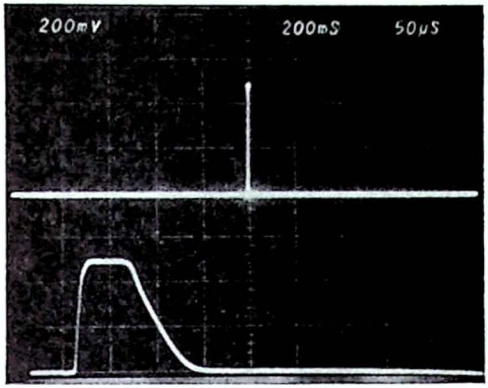


Bild 106:
oben und unten:
Signal am Kollektor des Transistors T 3, unterschiedlicher Zeitmaßstab

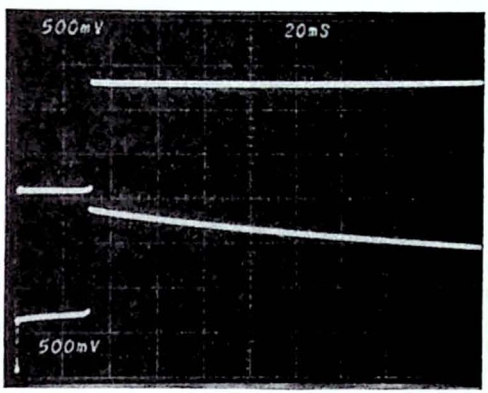


Bild 107:
oben: 30-ms-Ausgangsimpuls am Kollektor des Transistors T6 mit ohmschem Lastwiderstand 300 Ω
unten: Signal am Kollektor des Transistors T4

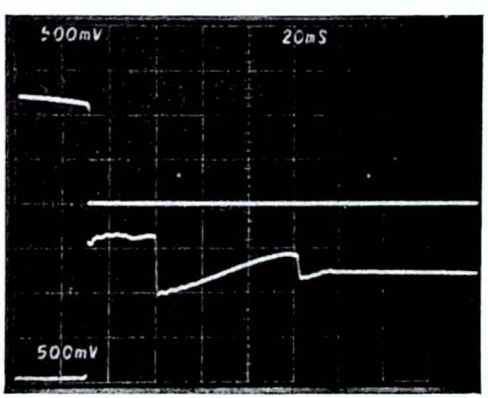


Bild 108:
oben: Signal am Kollektor des Transistors T5
unten: 30-ms-Ausgangsimpuls am Kollektor des Transistors T6 bei Belastung mit elektromechanischem Wandler nach Bild 97

4. 5. 2. Hinweise zum Abgleich der Quarzuhr

Abgleich

Die Schaltung ist abgeglichen, wenn der Oszillator exakt mit 16 384 Hz schwingt. Es ist jedoch problematisch, die Schwingfrequenz während des Abgleichvorgangs mit einem Frequenzmesser zu beobachten, da der Oszillator unter Umständen wegen der zusätzlichen ohmschen und kapazitiven Belastung durch den Tastkopf beeinflußt werden könnte. Günstiger ist es, die Ausgangsfrequenz des Frequenzteilers von 1 Hz bzw. deren Periodendauer zu messen und mit 7stelligem Zähler auf 1,000 000 s, also auf 1 µs, oder noch besser mit 8stelligem Zähler auf 0,1 µs genau abzugleichen (10^{-6} bzw. 10^{-7}). Das Signal für die Messung der Periodendauer nimmt man zweckmäßigerweise am Kollektor von T5 ab. Man triggert mit der ansteigenden Signalflanke. Das verwendete Meßgerät sollte eine Eingangsempfindlichkeit von ca. 200 mV haben. Schwierigkeiten infolge Belastung dieses Meßpunktes sind nicht zu erwarten, sofern der Eingangswiderstand des verwendeten Tastkopfes größer ist als 20 kΩ.

Zur Beurteilung der Abgleichgenauigkeit, d. h. zur Umrechnung der relativen Frequenz- oder Periodendauerfehler in den Gang der Uhr leistet das Diagramm Bild 102 gute Dienste. Bei Messung der Periodendauer von 1 s bedeutet ein Fehler von 1 µs den Faktor 10^{-6}.

Stellen der Uhr

Bei der Inbetriebnahme der Uhr schwingt der Oszillator nach dem Einlegen der Batterie innerhalb weniger Sekunden an. Die Uhr kann dann z. B. nach dem Zeitzeichen oder der Fernsehuhr sekundengenau gestellt werden (Maximalfehler ± 1 s). Dazu werden zunächst bei geöffnetem Schalter S (siehe Bild 99) die Zeiger gestellt, und beim Zeitzeichen wird der Schalter geschlossen.

4. 6. Die integrierte Quarzuhr-Schaltung SAJ 220

4. 6. 1. Allgemeines

Basierend auf dem Konzept der in Abschnitt 4. 5. beschriebenen Quarzuhr war es eine folgerichtige Entwicklung, die bei dieser Uhr noch diskret aufgebauten Teile der Schaltung, Oszillator, Impulsverstärker, Antriebsschaltung und Stabilisierungsschaltung, in die Integration einzubeziehen. So entstand die integrierte Schaltung SAJ 220, ein IC-Konzept, das es bei standardisiertem Grundaufbau gestattet, für die Anwendung sowohl in Quarz-Armbanduhren als auch in Quarz-Großuhren jeweils die optimale integrierte Schaltung zu liefern.

4. 6. 2. Aufbau des SAJ 220

Bild 109 zeigt das Blockschaltbild des SAJ 220. Die Oszillatorschaltung ist nach Bild 75 aufgebaut. Sie steuert einen Flipflop-Frequenzteiler in Komplementärschaltung, wie er in Abschnitt 4. 3. beschrieben ist. Eine stabilisierte Vielfach-Konstantstromquelle nach Bild 81 ersetzt die andernfalls erforderlichen hohen Widerstände. Impulsformer und Ausgangsstufe werden nachfolgend beschrieben.

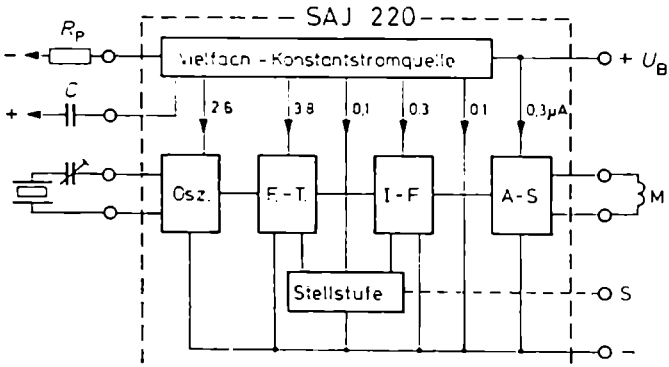


Bild 109: Blockschaltbild des SAJ 220

Der Impulsformer

Abweichend von den in den Abschnitten 4. 4. 1. und 4. 4. 2. beschriebenen Impulsformer- und Verstärkerschaltungen der mit dem integrierten Frequenzteiler SAJ 170 aufgebauten Quarzuhr benutzt man im SAJ 220 zur Formung der Antriebsimpulse für den elektromechanischen Wandler keine monostabile Kippschaltung, die ein *RC*-Glied erfordert, welches nicht gut integrierbar ist, sondern man bedient sich eines RS-Flipflops, das die gleiche Grundschaltung hat wie das Frequenzteiler-Flipflop

(Bild 82). Der Unterschied zum Frequenzteiler-Flipflop besteht lediglich darin, daß die beiden Eingangs-Koppelkondensatoren nicht an einem gemeinsamen Eingang liegen, sondern dem einen Eingang wird das Ausgangssignal der letzten Teilerstufe zugeführt und dem anderen Eingang das aus einer der vorangehenden Teilerstufen ausgekoppelte höherfrequente Signal mit der für den elektromechanischen Wandler geeigneten Impulsdauer.

Die Ausgangsstufe

Die Ausgangsstufe muß an den elektromechanischen Wandler eine für die Bewegung des Zeigerwerks ausreichende Leistung abgeben. Je nach Art des Wandlers benötigt dieser eine unipolare oder eine bipolare Antriebsspannung, und es ist eine Eintakt- oder eine Brückengegentakt-Endstufe erforderlich.

Abhängig von Wicklungswiderstand und Impulsdauer fließt in der Endstufe ein Spitzenstrom von 0,3 bis 6 mA. Die für den elektromechanischen Wandler verfügbare Antriebsspannung ist um die Sättigungsspannung der Endtransistoren kleiner als die Batteriespannung. Es ist daher wichtig, daß die Endtransistoren eine kleine Sättigungsspannung haben, weil der Wandler bei hoher Sättigungsspannung in der Endstufe für eine höhere Stromaufnahme bemessen werden müßte. Wie aus Bild 110 hervorgeht, braucht ein Schrittschaltmotor im Batteriespannungsbereich von 1,05 bis 1,35 V (Quecksilberoxid-Batterie) für das gleiche Drehmoment bei 0,3 V Sättigungsspannung in der Endstufe einen um 27 % höheren Strom als bei 0,1 V Sättigungsspannung. Das wirkt sich natürlich auf die Batterielebensdauer aus.

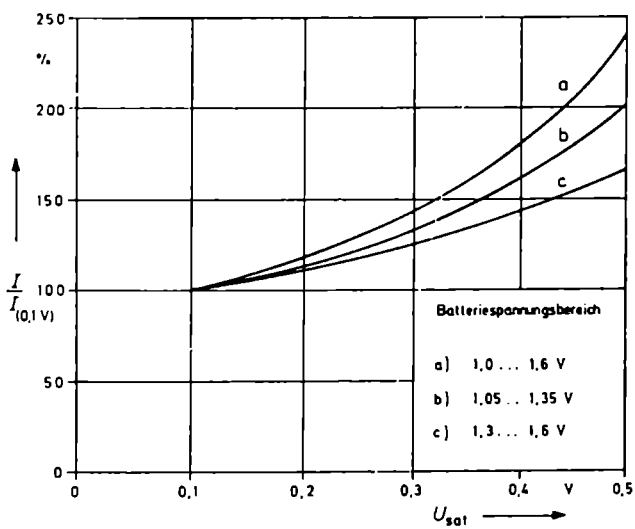


Bild: 110 Strombedarf des elektromechanischen Wandlers in Abhängigkeit von der Sättigungsspannung der Endstufe

Bild 111 zeigt ein Beispiel für eine integrierbare Brückengegentakt-Ausgangsstufe, die den elektromechanischen Wandler abwechselnd mit positiven und negativen Stromimpulsen speist.

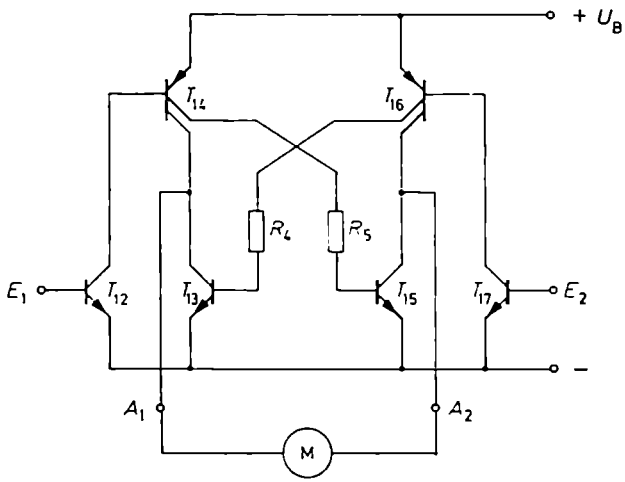


Bild 111: Integrierbare Bruckengegentakt-Ausgangsstufe

4. 6. 3. Versionen des SAJ 220

Wie bereits eingangs erwähnt, ist der SAJ 220 ein IC-Konzept für Quarzuhren mit sehr hohem Integrationsgrad, das es gestattet, für die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten, z. B. Quarz-Großuhr oder Quarz-Armbanduhr, die optimale integrierte Schaltung zu liefern, optimal hinsichtlich Quarzfrequenz, Ausgangskonfiguration, Stromverbrauch, Gehäusegröße und Preis. Bild 112 zeigt das Schaltbeispiel für eine mit SAJ 220 aufgebaute Quarzuhr. Außer dem Quarz mit seiner Ziehkapazität sind nur noch ein Widerstand und ein Kondensator erforderlich, so daß sich die Quarzuhr-Elektronik extrem raumsparend aufbauen läßt, was bei Quarz-Armbanduhren besonders wichtig ist. Nachstehend werden einige der zur Zeit angebotenen Versionen des schon in großen Stückzahlen produzierten SAJ 220 vorgestellt.

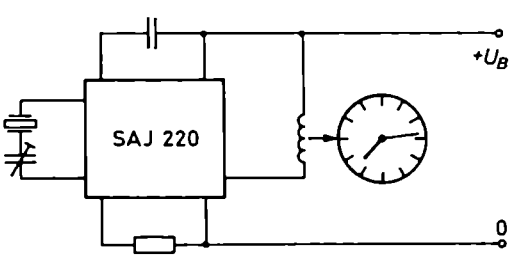


Bild 112: Schaltbeispiel für eine mit dem SAJ 220 aufgebaute Quarzuhr

SAJ 220 S und SAJ 220 P für Quarz-Großuhren

Für die Anwendung in Großuhren sind der SAJ 220 S und der SAJ 220 P bestimmt. Da es hier nicht, wie bei der Armbanduhr, auf extrem kleine Gehäusemaße ankommt, sind diese beiden Schaltungen in das Mini-Dip-Kunststoffgehäuse ähnlich TO-116 eingebaut, das Bild 117 zeigt.

Der SAJ 220 S enthält einen 15stufigen Frequenzteiler und liefert bei einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz am Ausgang Eintaktimpulse mit 1 Hz Folgefrequenz und 32 ms Dauer. Eine wahlweise anschließbare Begrenzungsschaltung am Ausgang ermöglicht den Antrieb des elektromechanischen Wandlers mit stabilisierter Impulsspannung. Der zulässige Lastwiderstand am Ausgang $R_L \geq 200\ \Omega$ gewährleistet eine zum Antrieb einer Großuhr ausreichende Antriebsleistung. Bild 116 zeigt das Schaltbild einer mit dem SAJ 220 S aufgebauten Quarz-Großuhr.

Der SAJ 220 P enthält einen 16stufigen Frequenzteiler und liefert bei einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz an zwei Ausgängen Eintaktimpulse mit 0,5 Hz Folgefrequenz und 32 ms Dauer. Die Impulse an den beiden Ausgängen sind jeweils um eine Sekunde gegeneinander versetzt und treiben einen elektromechanischen Wandler mit zwei Wicklungen an. Der zulässige Lastwiderstand an jedem Ausgang beträgt $R_L \geq 1\ \text{k}\Omega$. Bild 118 zeigt das Schaltbild einer mit SAJ 220 P aufgebauten Quarz-Großuhr.

Aus Bild 113 ist deutlich zu ersehen, welche Verkleinerung der Quarzuhr-Elektronik durch den Übergang vom integrierten Frequenzteiler SAJ 170 zur integrierten Quarzuhr-Gesamtschaltung SAJ 220 möglich wurde. Die

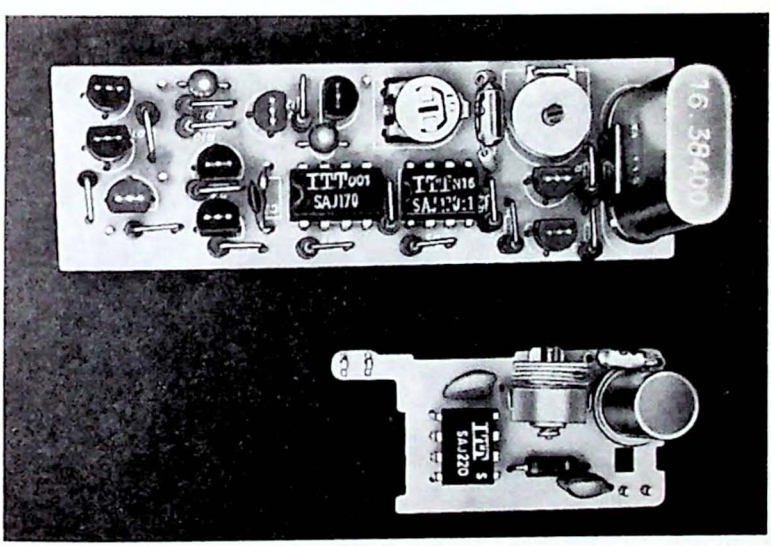


Bild 113: Größenvergleich zwischen einer mit dem SAJ 170 und einer mit dem SAJ 220 S aufgebauten Quarzuhr-Elektronik (Gebr. Staiger, St. Georgen)

durch die integrierte Schaltung SAJ 220 und den Übergang auf 32 768 Hz Oszillatorfrequenz sowie durch Einsatz eines kleineren elektromechanischen Wandlers bewirkte Verkleinerung des Uhrwerkes für Quarz-Großuhren demonstriert Bild 114.

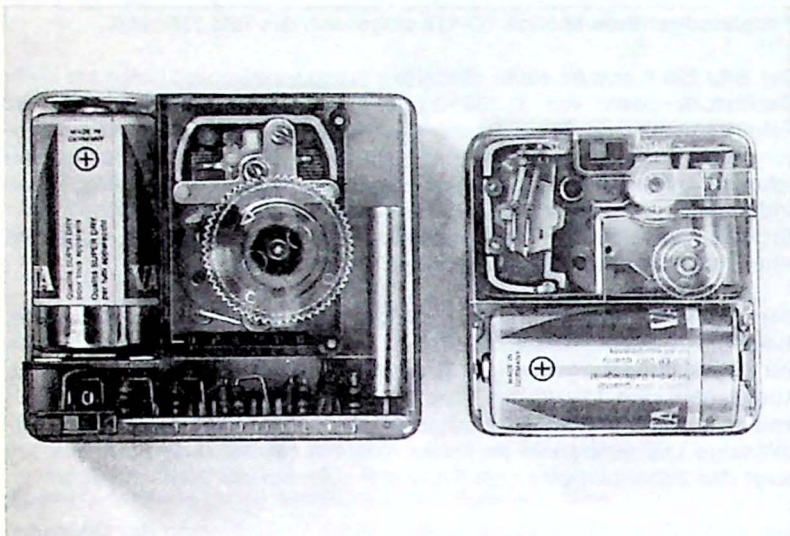


Bild 114: Größenvergleich zwischen einem mit dem SAJ 170 und einem mit dem SAJ 220 S bestückten Werk für Quarz-Großuhren (Gebr. Staiger, St. Georgen)

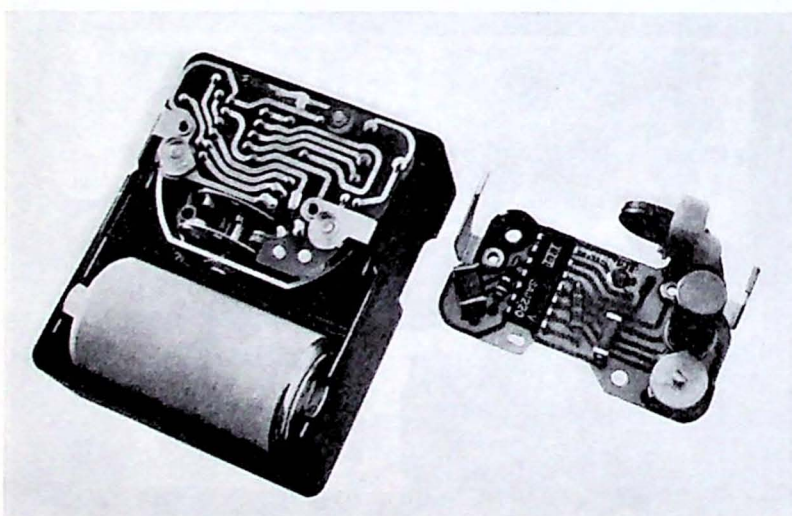


Bild 115: Werk und Elektronik-Platine einer Quarz-Großuhr mit synchronisiertem Unruh-Motor (Kienzle Uhrenfabriken GmbH, Schwenningen)

Bild 115 zeigt das Werk und die Elektronik-Platine einer Quarz-Großuhr, die hinsichtlich des Antriebs von den vorerwähnten Quarzuhren abweicht. Das Räderwerk wird hier durch eine Unruh angetrieben, die durch die heruntergeteilte Quarzfrequenz synchronisiert wird. Die hier verwendete Spezialversion des SAJ 220 enthält neben den bereits bekannten Schaltungsteilen zusätzlich eine Antriebsschaltung für die Unruh.

Daten des SAJ 220 S

Die monolithisch integrierte Schaltung SAJ 220 S ist für den Einsatz in Quarz-Großuhren bestimmt. Sie enthält eine Oszillatorschaltung, 15 Teilerstufen, einen Impulsformer, eine Motorantriebsschaltung, eine Stabilisierungsschaltung und eine Begrenzungsschaltung.

Der symmetrische Oszillator erfordert neben dem Schwingquarz und dem Trimmkondensator zur Frequenzkorrektur keine weiteren Bauelemente. Mit einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz liefert die Ausgangsstufe Eintaktimpulse mit 1 Hz Folgefrequenz und 32 ms Dauer. Eine Begrenzungsschaltung macht die Ausgangsimpulsspannung unabhängig von Schwankungen der Versorgungsspannung. Die Stromaufnahme der integrierten Schaltung wird durch einen externen Widerstand programmiert und ist gegen Schwankungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

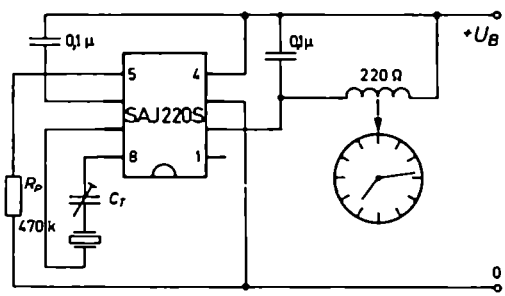


Bild 116: Betriebsschaltung des SAJ 220 S in einer Quarzuhr

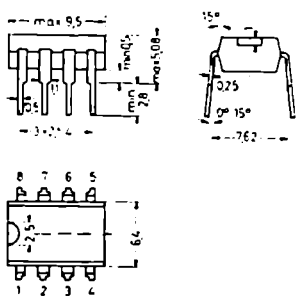


Bild 117: SAJ 220 S im Mini-Dip-Kunststoffgehäuse ähnlich TO-116
Gewicht ca. 0,8 g, Maße in mm

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 3.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	3	V
Ausgangsstrom	I_2	10	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−10 . . . +60	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	−30 . . . +125	°C

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	U_B	1 . . . 2	V
Programmierwiderstand	R_P	470	kΩ
Serienresonanzfrequenz des Quarzes	f_s	32 768	Hz
Serienresonanzwiderstand des Quarzes	R_s	< 30	kΩ
Trimmerkapazität	C_T	10 . . . 50	pF
Lastwiderstand am Ausgang	R_L	> 200	Ω

Kennwerte
bei $U_B = 1{,}5$ V, $R_P = 470$ kΩ, Quarz 32 768 Hz, $T_U = 25$ °C

Stromaufnahme	I_B	20	µA
Ausgangsfrequenz	f_a	1	Hz
Dauer der Ausgangsimpulse	t_a	32	ms
Amplitude der Ausgangsimpulse bei $R_L = 200$ Ω	$U_{4/2}$	1,25	V

Daten des SAJ 220 P (Daten für Entwicklungsmuster)

Die monolithisch integrierte Schaltung SAJ 220 P ist für den Einsatz in Quarz-Großuhren bestimmt. Sie enthält Oszillatorschaltung, 16 Teilerstufen, einen Impulsformer, eine Motorantriebsschaltung und eine Stabilisierungsschaltung.

Der symmetrische Oszillator erfordert neben dem Schwingquarz und dem Trimmkondensator zur Frequenzkorrektur keine weiteren Bauelemente. Mit einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz liefern die beiden Ausgangsstufen Eintaktimpulse mit 0,5 Hz Folgefrequenz und 32 ms Dauer. Die Impulse an den beiden Ausgängen sind jeweils um eine Sekunde gegeneinander versetzt und treiben einen elektromechanischen Wandler mit zwei Wicklungen an. Die Stromaufnahme der integrierten Schaltung wird durch einen externen Widerstand programmiert und ist gegen Schwankungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

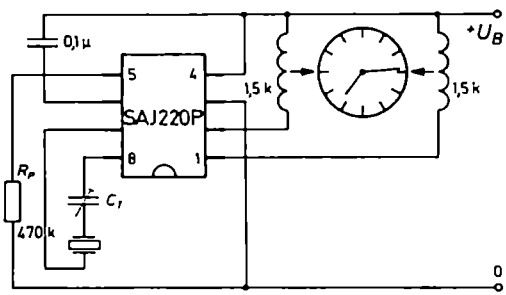


Bild 118: Betriebsschaltung des SAJ 220 P in einer Quarzuhr

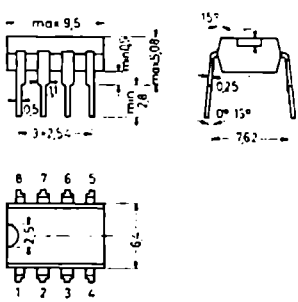


Bild 119: SAJ 220 P im Mini-Dip-Kunststoffgehäuse ähnlich TO-116
Gewicht ca. 0,8 g, Maße in mm

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 3.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	3	V
Ausgangsstrom	I_2	1,5	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−10 . . . +60	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	−30 . . . +125	°C

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	U_B	1 . . . 2	V
Programmierwiderstand	f_s	470	kΩ
Serienresonanzfrequenz des Quarzes	C_T	32 768	Hz
Serienresonanzwiderstand des Quarzes	R_P	< 30	kΩ
Trimmerkapazität	R_L	8 . . . 56	pF
Lastwiderstand an den Ausgängen	R_s	> 1	kΩ

Kennwerte
bei U_B = 1,5 V, R_P = 470 kΩ, Quarz 32 768 Hz, T_U = 25 °C

Stromaufnahme	I_B	20	µA
Ausgangsfrequenz	f_a	0,5	Hz
Dauer der Ausgangsimpulse	t_a	32	ms
Abstand der Ausgangsimpulse	Δt_a	1	s
Ausgangssättigungsspannung bei R_L = jeweils 1 kΩ	U_{1sat}, U_{2sat}	0,25	V

SAJ 220 C und SAJ 220 H für Quarz-Armbanduhren

Für die Anwendung in Armbanduhren sind die integrierten Schaltungen SAJ 220 C und SAJ 220 H bestimmt. Bei dieser Anwendung sind kleinste Abmessungen und möglichst kleiner Stromverbrauch besonders wichtige Eigenschaften der integrierten Quarzuhr-Schaltung. Daher wurde als Gehäuse die Bauform Mini-Flat-Pack mit den Maßen 4 mm x 5 mm x 1,8 mm gewählt (Bild 124), und die Stromaufnahme der integrierten Schaltung liegt mit 8 µA bei weniger als der Hälfte des Wertes der Großuhr-Schaltungen SAJ 220 S und P. Das ist erforderlich, wenn die Armbanduhr mit einer Knopfzelle, die eine Kapazität von etwa 150 mAh hat, über ein Jahr lang zuverlässig laufen soll. Der gesamte Stromverbrauch von integrierter Schaltung und elektromechanischem Wandler darf dabei maximal 15 µA betragen.

Die verfügbare Batteriespannung hängt davon ab, ob Quecksilberoxid- oder Silberoxidbatterien verwendet werden. Sie ändert sich außerdem mit der Umgebungstemperatur und infolge des mit fortschreitender Entladung steigenden Innenwiderstands. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren muß die Schaltung einer Quarz-Armbanduhr für den Batteriespannungsbereich 1,0 bis 1,6 V ausgelegt sein. Wenn die Uhr am Arm getragen wird, liegt die Temperatur in ihrem Inneren bei etwa 28 °C und schwankt nur wenig. Da Armbanduhren gelegentlich auch abgelegt werden, können sie auch größeren Temperaturänderungen ausgesetzt sein, so daß ein sicherer Betrieb im Temperaturbereich − 10 bis +60 °C gewährleistet sein muß.

Der SAJ 220 C enthält einen 16stufigen Frequenzteiler und liefert bei einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz am Gegentakt-Ausgang Gegentaktimpulse mit 0,5 Hz Folgefrequenz und 16 ms Dauer, d. h. im Abstand von einer Sekunde fließt abwechselnd ein positiver und ein negativer Stromimpuls durch die Spule des elektromechanischen Wandlers. Bild 123 zeigt das Schaltbild einer mit dem SAJ 220 C aufgebauten Quarz-Armbanduhr.

Der SAJ 220 H enthält einen 15stufigen Frequenzteiler und liefert bei einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz am Ausgang Eintaktimpulse mit 1 Hz Folgefrequenz und 8 ms Dauer. Bild 125 zeigt das Schaltbild einer mit dem SAJ 220 H aufgebauten Quarz-Armbanduhr. Mit Hilfe des Reset-Kontaktes kann die Uhr angehalten und auf Sekundenbruchteile genau gestellt werden.

In Bild 120 ist links eine Armbanduhr-Elektronik zu sehen, daneben der elektromechanische Wandler oder Schrittschaltmotor und die Batterie, eine Knopfzelle. Auf der Printplatte der Elektronik erkennt man vorn den einen großen Raum einnehmenden Quarz, dahinter den zum Frequenz-Feinabgleich erforderlichen Trimmkondensator, den Programmierwiderstand, den Kondensator und zuletzt die integrierte Schaltung SAJ 220. Mit Bauelementen dieser Abmessungen ist es möglich, eine Quarz-Armbanduhr zu bauen, deren Gehäuse nicht größer ist als das einer herkömmlichen Armbanduhr. Bild 121 zeigt Außenansicht und Werk einer mit dem SAJ 220 bestückten Quarz-Armbanduhr und Bild 122 das Werk einer Quarz-Armbanduhr.

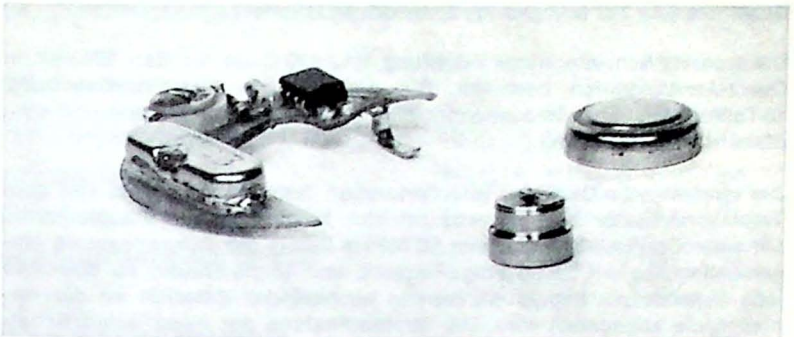


Bild 120: Elektrische Bauteile einer Quarz-Armbanduhr, von links nach rechts: bestückte Elektronik-Platine, Schrittmotor und Batterie

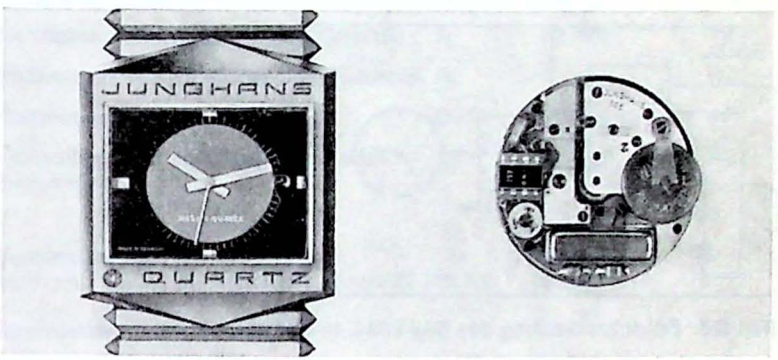


Bild 121: Quarz-Armbanduhr (Gebr. Junghans GmbH, Schramberg), links Außenansicht, rechts Werk

Bild 122: Werk einer Quarz-Armbanduhr (Prototyp vom Institut für Technische Physik an der ETH Zürich)

Daten des SAJ 220 C (Daten für Entwicklungsmuster)

Die monolithisch integrierte Schaltung SAJ 220 C ist für den Einsatz in Quarz-Armbanduhren bestimmt. Sie enthält eine Oszillatorschaltung, 16 Teilerstufen, einen Impulsformer, eine Motorantriebsschaltung und eine Stabilisierungsschaltung.

Der symmetrische Oszillator erfordert neben dem Schwingquarz und dem Trimmkondensator zur Frequenzkorrektur keine weiteren Bauelemente. Mit einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz liefert die Ausgangsstufe Gegentaktimpulse mit 0,5 Hz Folgefrequenz und 16 ms Dauer, so daß also jede Sekunde ein Impuls mit jeweils wechselnder Polarität an die Antriebsspule abgegeben wird. Die Stromaufnahme der integrierten Schaltung wird durch einen externen Widerstand programmiert und ist gegen Schwankungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

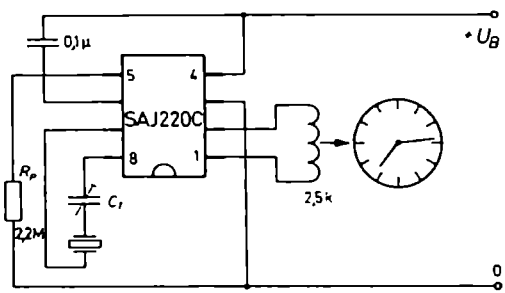


Bild 123: Betriebsschaltung des SAJ 220 C in einer Quarzuhr

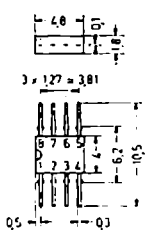


Bild 124: SAJ 220 C im Mini-Flat-Pack-Kunststoffgehäuse
Gewicht ca. 0,07 g, Maße in mm

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 3.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	3	V
Ausgangsstrom	$\|I_1\|, \|I_2\|$	1	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−10 . . . +60	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	−30 . . . +125	°C

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	U_B	1 . . . 2	V
Programmierwiderstand	R_P	2,2	MΩ
Serienresonanzfrequenz des Quarzes	f_s	32 768	Hz
Serienresonanzwiderstand des Quarzes	R_s	< 30	kΩ
Trimmerkapazität	C_T	10 . . . 50	pF
Lastwiderstand von Ausgang 1 nach Ausgang 2	R_L	> 2	kΩ

Kennwerte
bei U_B = 1,35 V, R_P = 2,2 MΩ, Quarz 32 768 Hz, T_U = 25 °C

Stromaufnahme	I_B	8	µA
Ausgangsfrequenz	f_a	0,5	Hz
Dauer der Ausgangsimpulse	t_a	16	ms
Abstand der Ausgangsimpulse	Δt_a	1	s
Ausgangssättigungsspannung bei R_L = 2,2 kΩ	U_{Asat}	0,25	V

Daten des SAJ 220 H (Daten für Entwicklungsmuster)

Die monolithisch integrierte Schaltung SAJ 220 H ist für den Einsatz in Quarz-Armbanduhren bestimmt. Sie enthält eine Oszillatorschaltung, 15 Teilerstufen, einen Impulsformer, eine Motorantriebsschaltung, eine Stellstufe und eine Stabilisierungsschaltung.

Der symmetrische Oszillator erfordert neben dem Schwingquarz und dem Trimmkondensator zur Frequenzkorrektur keine weiteren Bauelemente. Mit einer Oszillatorfrequenz von 32 768 Hz liefert die Ausgangsstufe Eintaktimpulse mit 1 Hz Folgefrequenz und 8 ms Dauer. Über einen Kurzschlußkontakt nach Null (Anschluß 1) kann der Frequenzteiler definiert angehalten und die Uhr beim Öffnen des Kontaktes auf Sekundenbruchteile genau gestartet werden. Die Stromaufnahme der integrierten Schaltung wird durch einen externen Widerstand programmiert und ist gegen Schwankungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

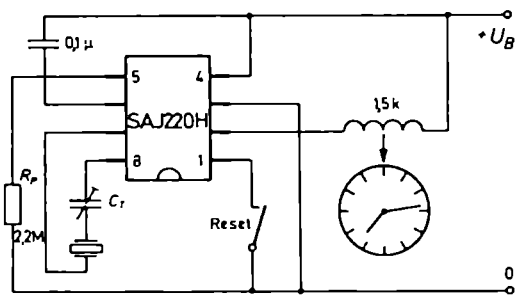


Bild 125: Betriebsschaltung des SAJ 220 H in einer Quarzuhr

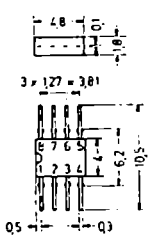


Bild 126: SAJ 220 H im Mini-Flat-Pack-Kunststoffgehäuse
Gewicht ca. 0,07 g, Maße in mm

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 3.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	3	V
Ausgangsstrom	I_2	1,5	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−10 . . . +60	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	−30 . . . +125	°C

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	U_B	1 . . . 2	V
Programmierwiderstand	R_P	2,2	MΩ
Serienresonanzfrequenz des Quarzes	f_s	32 768	Hz
Serienresonanzwiderstand des Quarzes	R_s	< 30	kΩ
Trimmerkapazität	C_T	10 . . . 50	pF
Lastwiderstand am Ausgang	R_L	> 1,2	kΩ

Kennwerte
bei U_B = 1,35 V, R_P = 2,2 MΩ, Quarz 32 768 Hz, T_U = 25 °C

Stromaufnahme	I_B	8	µA
Ausgangsfrequenz	f_a	1	Hz
Dauer der Ausgangsimpulse	t_a	8	ms
Ausgangssättigungsspannung bei R_L = 1,2 kΩ	U_{2sat}	0,1	V

4. 7. Meßtechnik

4. 7. 1. Meßgenerator für Messungen an Uhrenquarzen

Bei der Entwicklung von Schaltungen für autonome Quarz-Gebrauchsuhren ergab sich die Notwendigkeit, die Resonanzfrequenzen und den Impedanzverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz in der Umgebung der Resonanzfrequenzen zu messen. Dazu ist ein Generator erforderlich, dessen Frequenz in einem Bereich von etwa ± 5 bis ± 10 Hz um die Quarz-Resonanzfrequenz herum einstellbar ist. Dabei wird eine Treffsicherheit von besser als $\pm 10^{-5}$ entsprechend $\pm 0{,}15$ Hz bei einer Quarz-Resonanzfrequenz von 16 384 Hz gefordert. Als Kurzzeit-Konstanz ist $\pm 10^{-6}$ erwünscht. Im folgenden wird ein solcher Meßgenerator beschrieben, dessen Schaltung bei INTERMETALL entwickelt wurde und zum Nachbau geeignet ist.

Vorversuche

Zunächst wurde die Möglichkeit des Ziehens eines Quarzoszillators untersucht. Damit war aber nur eine Gesamtvariation von ca. 3 . . . 4 Hz betriebssicher zu erzielen. Ein direkt abgestimmter *LC*-Oszillator schied auch aus, da die erforderliche Frequenzstabilität nur bei Betrieb in einem Thermostaten erreichbar ist.

Als Ausweg bot sich die Mischung eines Signals hoher Frequenzkonstanz, erzeugt mit einem Quarzoszillator, mit einem niederfrequenten, frequenzvariablen Signal an. Hat z. B. das Signal des Quarzoszillators eine Frequenz von 16 350 Hz und das hinzugemischte NF-Signal eine Frequenz von 34 Hz, so ist das Summensignal gleich der Sollfrequenz 16 384 Hz. Ist die Frequenz des NF-Generators variabel, so kann damit auch die Frequenz des Ausgangssignals in entsprechenden Grenzen variiert werden.

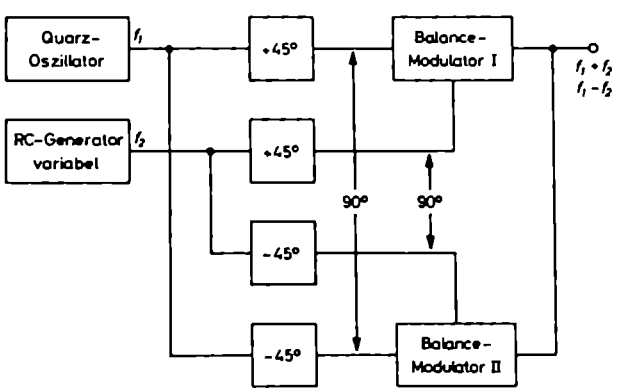


Bild 127: Blockschaltbild eines Einseitenband-Generators

Läuft die Frequenz des NF-Generators um z. B. 10^{-3} entsprechend 0,034 Hz davon, so macht sich dies bei der Frequenz des Ausgangssignals auch nur mit 0,034 Hz, also $0{,}034 : 16384 \approx 2 \cdot 10^{-6}$ bemerkbar. Die Kurzzeitkonstanz üblicher NF-Generatoren ist jedoch besser als $1 \cdot 10^{-3}$.

Diese Lösung des Problems scheint ideal. Es entsteht jedoch bei der Mischung zweier Signale nicht nur ein Signal mit der Summenfrequenz $f_1 + f_2$. In einfachen Mischschaltungen entsteht auch das Differenzsignal mit der Frequenz $f_1 - f_2$, und die Eingangssignale f_1 und f_2 erscheinen ebenfalls am Ausgang des Mischers. Hier war eine Mischanordnung zu finden, welche die Eingangsfrequenzen unterdrückt und das Differenzsignal auslöscht. Weitere Mischprodukte und Oberwellen müssen durch eine Resonanzanordnung weggefiltert werden. Eine derartige Mischanordnung läßt sich als Phasendifferenzmodulator realisieren. Schaltungen dieses Prinzips werden z. B. in Einseitenband-Sendern für Weitverkehrs-Funktelefonie eingesetzt.

Ausführung

Beschreibung des Prinzips

Sogenannte Balance-Modulatoren erzeugen zwei Seitenbänder, $f_1 + f_2$ und $f_1 - f_2$. Der Träger selbst wird unterdrückt. Im Blockschaltbild Bild 127 sind zwei derartige Balance-Modulatoren an ihren Ausgängen parallelgeschaltet. Die Frequenzen f_1 und f_2 werden beiden Modulatoren jeweils mit einer Phasendifferenz von 90° zugeführt, so daß am gemeinsamen Ausgang ein Seitenband angehoben und das andere ausgelöscht wird.

Die Schaltung

Die Schaltung (Bild 128) besteht zunächst aus einem für 12 V Versorgungsspannung ausgelegten Quarzoszillator. Er ist mit einem Quarz für die Serienresonanzfrequenz 16 350 Hz bestückt. Die Absolutfrequenz ist hier unkritisch. Diese 16 350 Hz werden im folgenden als Trägerfrequenz f_1 bezeichnet.

Der *RC*-Generator zur Erzeugung des Modulationssignals mit der Frequenz f_2 ist ein sogenannter Phasendifferenz-Oszillator. Diese Oszillatorschaltung zeichnet sich aus durch hohe Stabilität, auch bei Schwankungen der Versorgungsspannung. Bei Erhöhung der Versorgungsspannung um 50 % ändert sich die Oszillatorfrequenz um weniger als 10^{-5}. Das ist zwar nur bei optimaler Einstellung zu erreichen, aber im Betriebsfall mit variabler Oszillatorfrequenz werden 10^{-4} ohne Schwierigkeit erreicht. Ein weiterer Vorteil des Phasendifferenz-Oszillators ist, daß es sich um einen Sinusoszillator handelt, der nur ein Potentiometer zur Frequenzeinstellung benötigt.

Das Trägersignal mit der Frequenz f_1 wird mit den Transistoren T3 und T4 auf ca. 1,8 V verstärkt und anschließend zwei 45°-Phasenschieber-*RC*-Gliedern, bestehend aus *R1*, *C1* und *R1'*, *C1'* zugeführt. An den Ausgängen

dieser Phasenschieber liegen über Trennkondensatoren die Gleichtakt-Eingänge der beiden Balance-Modulatoren T8, T9 und T10, T11. Damit haben die Gleichtaktsignale an den beiden Balance-Modulatoren eine Phasendifferenz von 90°. Im Symmetriefall, einstellbar mit den beiden 100-kΩ-Trimmpotentiometern, geht die Ausgangsspannung mit der Frequenz f_1 an der Sekundärwicklung W2 des Ausgangskreises auf Null. Das Modulationssignal f_2 wird über einen Impedanzwandler T7 einem 1-kΩ-Potentiometer zur Einstellung der Modulation und damit der Ausgangsspannung zugeführt. Dann folgen wieder zwei *RC*-Phasenschieber *R2, C2* und *R2', C2'*. Beim Verändern der Frequenz mit dem 10-kΩ-Potentiometer wird die Ausgangsphasenlage (Soll: ±45°) gegenläufig mit verändert. Bei dem hier verwendeten Bereich bleibt jedoch die Phasenverschiebung von 90° weitgehend erhalten.

Die beiden um 90° phasenverschobenen Modulationssignale werden über Trennkondensatoren und -widerstände ebenfalls den Balance-Modulatoren zugeführt. Im Gegensatz zum Trägersignal f_1 wird das Modulationssignal f_2 nur jeweils einem Transistor der beiden Balance-Modulatoren, T9 und T10, zugeführt. Damit arbeiten T8 und T9 sowie T10 und T11 für f_1 im Gleichtakt und für f_2 als Gegentaktmodulator, so daß am Ausgangskreis zweimal das Summensignal und zweimal das Differenzsignal entsteht. Durch die doppelte 90°-Phasenverschiebung von f_1+f_2 sind die beiden Differenzsignale um 180° phasenverschoben und löschen sich deshalb aus. Die Amplituden der beiden Summensignale addieren sich, weil deren Phasenverschiebung Null ist.

An den Basisanschlüssen der Transistoren T8 und T11 befindet sich eine einstellbare Nachbildung der Trennwiderstände 100 kΩ für das Modulationssignal. Der Schwingkreis im Kollektor von T10 und T11 ist auf die Summenfrequenz von 16 384 Hz (±8 Hz) abgestimmt. Er sorgt u. a. für die Weitabselektion. Durch Oberwellen entstehende, weitab liegende Mischprodukte werden unterdrückt. An der Auskoppelwicklung W2 steht ein im Bereich von 16 376 ... 16 392 Hz einstellbares Signal mit einer Amplitude von etwa 200 mV und hoher Frequenzkonstanz zur Verfügung. Mit den Transistoren T12, T13 und T14 wird das Signal auf ca. 1 V verstärkt und kann am Ausgang niederohmig abgenommen werden.

Abgleich der Schaltung

Alle Potentiometer auf Mittelstellung, Versorgungsspannung anlegen.

Kontrolle Quarzoszillator: Oszillograf an den Kollektor von T4. Es muß ein Signal mit der Frequenz 16 350 Hz und einer Amplitude von ca. 5 V Spitze-Spitze zu messen sein.

Kontrolle NF-Generator: Oszillograf an den Emitter von T7 anschließen. Mit P7 sauberen Sinus und sicheres Schwingen über gesamten Variationsbereich von P6 einstellen. Kompromiß zugunsten Schwingsicherheit schließen. Frequenzbereich mit P6: ca. 26 ... 42 Hz. Amplitude am Emitter von T7: ca. 7 V Spitze-Spitze. P8 auf Null stellen.

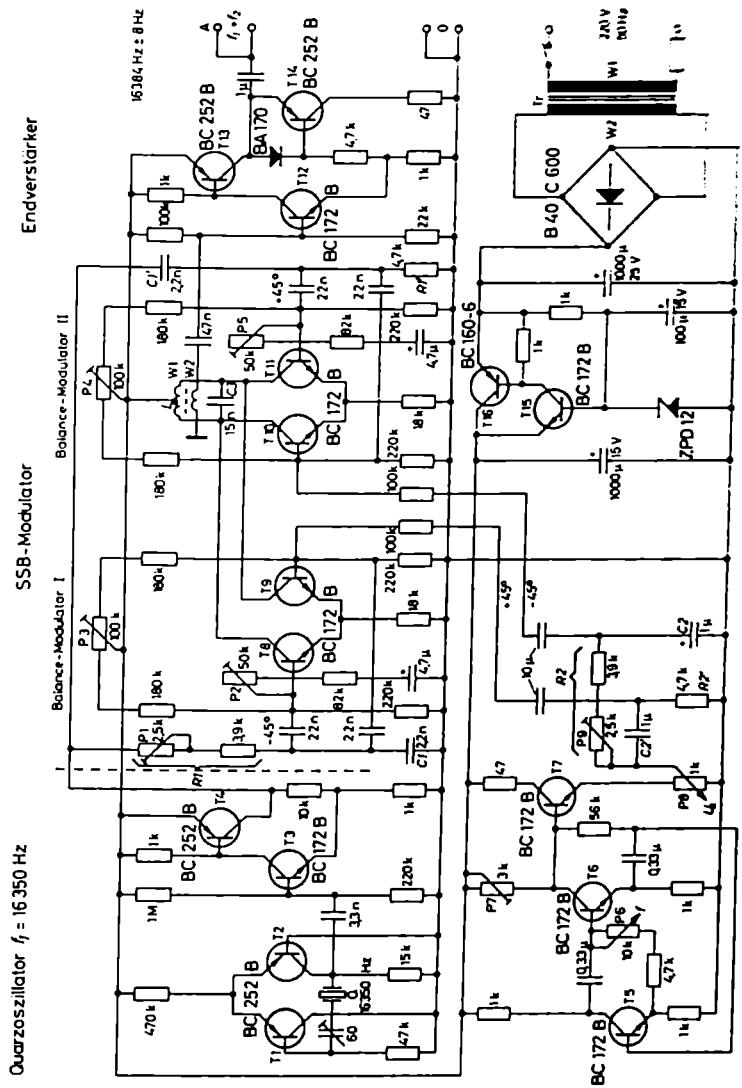


Bild 128: Meßgenerator für Uhrenquarze

Oszillograf an W2 des Filterkreises. Ausgangssignal mit dem Kern der Spule auf Maximum, mit P3 und P4 auf Minimum stellen. Dann bestes Minimum durch wechselseitigen Abgleich von P2/P3 und P4/P5 einstellen.

P8 aufdrehen, bis Amplitude an W2 ca. 300 mV Spitze-Spitze. Mit P1 und P9 auf geringste Welligkeit des Ausgangssignals abgleichen. P8 auf 600 mV Spitze-Spitze an W2 einstellen. Welligkeit nimmt zu, ca. 10 % der Amplitude. Diese Welligkeit ist eine Folge der Unsymmetrie der Modulatortransistoren T8 ... T11, sie hat eine Frequenz von $4 \cdot f_2$. Für den vorgesehenen Anwendungsfall stört sie nicht. Als Abhilfe müßten gepaarte oder Doppeltransistoren eingesetzt werden. Jetzt wird das Signal an den Ausgangsbuchsen kontrolliert. Es sollte eine Spannung von ca. 3 V Spitze-Spitze $\approx$ 1 V effektiv haben und seine Frequenz muß sich mit P6 von 16 376 ... 16 392 Hz einstellen lassen..

Ergebnisse

Mit dieser SSB-Schaltung für Niederfrequenz ist ein in geringen Grenzen in seiner Frequenz veränderbarer Generator aufgebaut worden, der in seiner Frequenzkonstanz fast nur vom verwendeten Quarz bestimmt ist. Die technischen Daten sind

Frequenzbereich	16 384 Hz $\pm$ 8 Hz
Kurzzeitkonstanz	besser als $\pm 10^{-6}$
Ausgangsspannung U_a	ca. 1 V (r_a <50 Ω)
Träger- und USB-Unterdrückung	> 35 dB

Wickeldaten

Spule *L* zur Signalauskopplung	Netztrafo Tr
Vogt-Spulenbausatz 2361	Kern M 42/15,7
W1 = 2x 250 Wdg. 0,2 Ø CuLS bifilar	W1 = 4300 Wdg. 0,1 Ø CuL
W2 = 400 Wdg. 0,15 Ø CuL	W2 = 350 Wdg. 0,3 Ø CuL

Variationen

Dimensionierung für andere Frequenzen

Die beschriebene Schaltung wurde entwickelt für die Untersuchung von Quarzen mit einer Resonanzfrequenz von 16 384 Hz. Inzwischen zeichnet sich ein Übergang auf eine Quarzfrequenz von 32 768 Hz ab, so daß es wünschenswert ist, einen Generator der beschriebenen Art für eine Ausgangsfrequenz von 32 768 Hz zu erstellen. Dazu müssen Quarzoszillator und Modulator umdimensioniert werden. Im Quarzoszillator wird ein Quarz mit einer Serienresonanzfrequenz von 32 734 Hz eingesetzt, der Kondensator *C3* wird auf 6,8 nF verkleinert und die Kondensatoren *C1* und *C1'* auf 1 nF. Die Windungszahlen ändern sich in W1 = 2 x 180 Wdg. 0,25 Ø CuLS bifilar und W2 = 285 Wdg. 0,18 Ø CuL.

Sinngemäß sind für die Umstellung der Schaltung auf eine Quarzfrequenz von 8192 Hz die folgenden Änderungen erforderlich: Es wird ein Quarz mit einer Serienresonanzfrequenz von 8158 Hz eingesetzt, und für die Kondensatoren ergeben sich die Werte *C3* = 33 nF, *C1* = *C1'* = 4,7 nF. Die Windungszahlen der Spule *L* ändern sich in W1 = 350 Wdg. 0,16 ϕ CuLS bifilar und W2 = 560 Wdg. 0,12 ϕ CuL.

Falls erforderlich, kann der Einstellbereich der Ausgangsfrequenz vergrößert werden. Dazu wird für P6 ein Potentiometer höheren Widerstands, z. B. 25 kΩ eingesetzt. Außerdem ist der 0,33-µF-Kondensator am Kollektor des Transistors T5 zu verkleinern.

Erhöhung der Stabilität und Genauigkeit

Wie weiter oben gesagt, ist die Frequenzstabilität praktisch nur vom verwendeten Quarz abhängig. Für Absolutmessungen, insbesondere der Resonanzfrequenz von Oszillatorquarzen, muß jedoch das Prüfgerät um eine Größenordnung besser sein als der Prüfling. Dies läßt sich durch den Einbau des Quarzgenerators für f_1 und des NF-Generators für f_2 in einen einfachen Thermostaten (±0,5 °C) erreichen. Diese beiden Generatoren und der Thermostat dürfen nicht abgeschaltet werden, bzw. Frequenzmessungen dürfen erst nach einer Einlaufzeit von etwa 1 Stunde vorgenommen werden. Bei dieser Konstruktion ist für P6 ein Zehngangpotentiometer angebracht mit einem Drehwinkel von 3600°. Damit ist eine Auflösung und Treffsicherheit der Frequenzeinstellung von etwa 0,01 Hz entsprechend 6×10^{-7} pro Winkelgrad gegeben. Die Frequenzkonstanz des Ausgangssignals läßt sich bei Thermostatbetrieb auf besser als $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ pro Tag halten. Bei einer Uhr würde dies eine Abweichung von weniger als 0,01 Sekunde pro Tag bedeuten.

Messungen mit dem Meßgenerator

Messung des Scheinwiderstandsverlaufes von einem Quarz

Für die Messung des Scheinwiderstandsverlaufes wird eine Meßschaltung nach Bild 129 aufgebaut. Q ist der zu prüfende Quarz und *C* die übliche Serienkapazität zum „Ziehen" desselben. *U1* und *U2* sind NF-Voltmeter, wobei der Eingangswiderstand von *U2* größer als 1 MΩ sein sollte. Beim

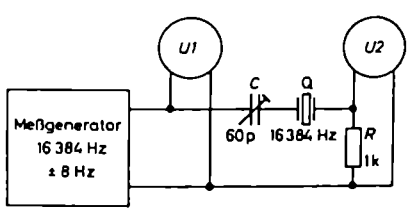


Bild 129: Testschaltung für Uhrenquarze

Durchstimmen des Meßgenerators mit P6 stellt man mit *U2* ein Maximum und ein Minimum der Spannung an dem Serienwiderstand *R* fest. Das Maximum entsteht bei der Serien-, das Minimum bei der Parallelresonanzfrequenz des Quarzes. Unter der Voraussetzung $|\underline{\delta}| \gg R$ ergibt sich der Betrag des Scheinwiderstandes $\underline{\delta}$ bei der jeweils eingestellten Frequenz aus dem Verhältnis Eingangs- zu Ausgangsspannung nach der Gleichung:

$$|\underline{\delta}| = \left(\frac{U1}{U2} - 1\right) \cdot R$$

Bild 130 zeigt eine mit dieser Meßanordnung ermittelte Kurve des Scheinwiderstandsverlaufes eines Quarzes über der Frequenz. Der Quarz hat zwei Resonanzfrequenzen, nämlich die Serienresonanzfrequenz f_s und die Parallelresonanzfreqenz f_p.

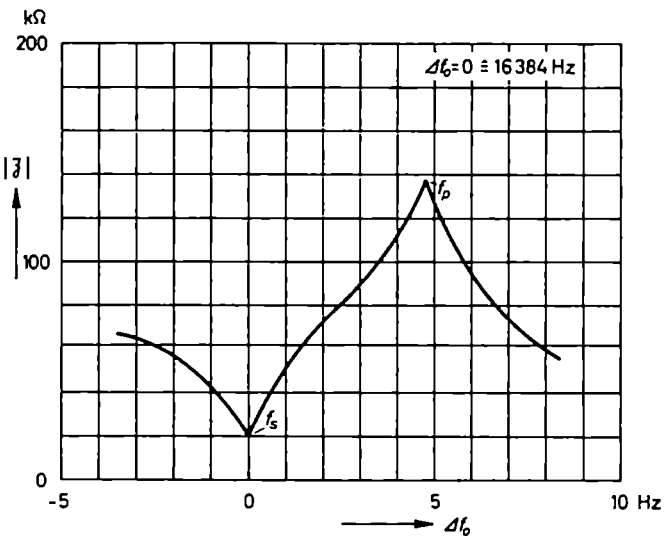


Bild 130: Scheinwiderstand eines Uhrenquarzes mit Ziehkapazität in Abhängigkeit von der Frequenz

Messung der Frequenz eines Quarzoszillators

Ist der Meßgenerator mit einem Thermostaten ausgerüstet, ist auch die Messung der Frequenz eines Uhrenquarzoszillators mit genügender Genauigkeit möglich. Als Indikator wird ein Oszillograf benutzt. Das Zusammenschalten erfolgt nach Bild 131, so daß auf dem Oszillografenschirm Lissajous-Figuren geschrieben werden. Bei Frequenz- und Phasengleichheit erscheint auf dem Bildschirm ein schräger Strich. Weichen die Frequenzen von Meßgenerator und Prüfling geringfügig voneinander ab, so

wird der schräge Strich zur Ellipse und bei fortschreitender Phasendifferenz zum Kreis, dann wieder zur Ellipse und schließlich zum Strich in der anderen Schräglage. Derselbe Vorgang wiederholt sich, und wenn der Schrägstrich seine Ausgangslage wieder erreicht hat, ist der Phasenwinkel von 360° durchlaufen. Somit bedeutet jede volle Umdrehung einer Lissajous-Figur eine Frequenzabweichung um einen Schwingungszug. Mit der Stoppuhr kann man die Anzahl der Umdrehungen für eine Zeiteinheit auszählen und kommt damit zur Frequenzabweichung in Hz. Wird z. B. für 100 Sekunden eine volle Umdrehung gezählt, so ist die Frequenzabweichung 0,01 Hz.

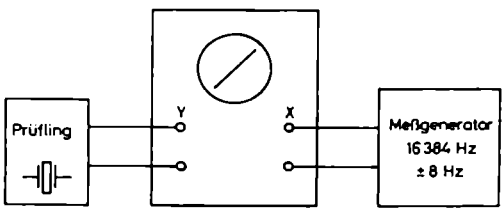


Bild 131: Frequenzmessung an einem Quarzoszillator

5. Schrifttum

[1] Awender, H.; Sann, K.: Zur Dimensionierung der „aperiodischen" Oszillatorschaltung mit induktivem Quarz. Funk und Ton 1954, Nr. 10, S 520–529.

[2] Burth, R. D.: Quarzgesteuerte Antriebselektronik für eine Batterie-Uhr mit integrierten Frequenzteiler-Bausteinen. Funk-Technik 26 (1971) Nr. 23, S. 877–880 und Nr. 24, S. 911–913.

[3] Dietrich, O.; Keller, H.: Integrierte Schaltungen für Quarz-Gebrauchsuhren. Uhrentechnische Forschung und Entwicklung 3 (1972) Nr. 1, S. 13–19.

[4] Gerlach, A.: Quarzuhr mit Transistoren. Radio Mentor XXIV (1958) Nr. 2, S. 96–97.

[5] Glaser, G.: Gebrauchsgegenstand Armbanduhr. VDI-Nachrichten 1970 Nr. 52, S. 12–13.

[6] Greuter, A.; Korom, A.: Neuartiger Frequenzteiler für elektronische Armbanduhren. Neue Zürcher Zeitung (Technische Beilage) 1971, Nr. 15, S. 13–14.

[7] Herzog, W.: Oszillatoren mit Schwingkristallen. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer 1958.

[8] Keller, H.: Integrierte Schaltungen für elektronische Uhren. radio mentor electronic XXXVII (1971) Nr. 7, S. 420–426.

[9] Keller, H.; Kreitz, W.: Eine neuartige integrierte Schaltung für Quarz-Armbanduhren. Elektronik 20 (1971) Nr. 8, S. 261–264.

[10] Keller, H.; Kreitz, W.: SAJ 220 – neue Konzeption integrierter Schaltungen für Quarz-Armbanduhren. Internationale Elektronische Rundschau 25 (1971) Nr. 12, S. 295–298.
resp. en langue française
Keller, H.; Kreitz, W.: SAJ 220 – Une conception nouvelle de circuit intégré pour montres bracelet à quartz. Journal suisse d'horlogerie 1971, No. 11/12, p. 315–319.

[11] Lachmann, W.: Moderne Elektronik in der Räderuhr. Funkschau 41 (1969) Nr. 8, S. 213–216, bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma INTERMETALL, Best.-Nr. 6200-63-1D.

[12] Schenk, Ch.; Tietze, U.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York, Springer 1969.

[13] Scheuble, W.: Bauprinzipien autonomer elektrischer Uhren. Elektronik 18 (1969) Nr. 5, S. 150.

[14] Schieron, E.: Chrometron-Quarz CQ 2000 von Gebr. Staiger. Die Uhr 26 (1971) Nr. 7, S. 86–91.

[15] Sost, R.: Kompensation des Einflusses der Temperatur auf die Frequenz eines Quarzoszillators. Uhrentechnische Forschung und Entwicklung 1 (1970) Nr. 3, S. 169–198.

[16] –: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker II. Band. Berlin, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, 1953, S. 160–223. (Quarze)

Die in diesem Buch beschriebenen integrierten Schaltungen für autonome Gebrauchsuhren sind nur ein Teil des INTERMETALL-Lieferprogramms. Auch moderne integrierte Digital-Schaltungen in TTL-, DTL- und MOS-Technik, integrierte Analog-Schaltungen sowie Transistoren, Dioden, Z-Dioden, Gleichrichter und Thyristoren stehen für Ihre Entwicklungen zur Verfügung.

Grundlagenforschung und spezielle Entwicklungsprogramme bei ITT in Deutschland, Europa und USA garantieren die Anwendung neuester Erkenntnisse bei der Produktion der INTERMETALL-Halbleiterbauelemente. Rationelle Großserienfertigung sichert gleichbleibende Qualität und günstige Preise.

Die Verkaufsorganisation von ITT-Bauelemente ist weltweit. Sie können deshalb INTERMETALL-Produkte überall bekommen. Wir nennen Ihnen gerne eine Bezugsquelle.

Die nachstehend genannten Bauelemente sind in unseren Datenbüchern beschrieben:

Integrierte Digital-Schaltungen in TTL- und DTL-Technik
Integrierte Analogschaltungen
Integrierte Schaltungen für die Konsumelektronik
LSI-Schaltungen in MOS-Technik
NPN- und PNP-Silizium-Transistoren
NPN- und PNP-Silizium-HF-Transistoren
NPN- und PNP-Silizium-Leistungstransistoren
Ge-Dioden
Si-Dioden
Si-Kapazitätsdioden (Tuner-Dioden)
Si-Z-Dioden
Si-Referenzelemente
Si-Referenzverstärker
Si-Gleichrichter
Si-Thyristoren
GaAsP-Leuchtdioden

INTERMETALL Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH
D-78 Freiburg i. Br., Hans-Bunte-Straße 19, Postfach 840
Telefon (07 61) * 51 71 Telex 07-72 716

Die Ingenieure der SEL-Geschäftsstellen und die INTERMETALL-Verkaufsingenieure beraten Sie gerne.

In den Städten Berlin, Bremen, Dortmund, Frankfurt, Göttingen, Hamburg, Hannover, Köln, München, Nürnberg und Stuttgart können Sie INTERMETALL-Bauelemente über spezielle Händler (INTERMETALL-Distributors) kaufen.

Die ITT Bauelemente Gruppe Europa bedient Sie mit einem umfangreichen Programm an elektronischen und elektromechanischen Bauelementen:

Ablenkmittel
Bildröhren (Schwarzweiß- und Farbbildröhren)
Drehfeldsysteme
Festwiderstände
Funk-Entstörmittel
Gleichrichter
Industrieröhren
Infrarotfilter
ISEP-Baugruppenträger und -Einschubsysteme
Kleinmotoren
Kleinstmotoren
Kondensatoren
Lautsprecher
Leiterplatten
Mikrowellenbauteile
Quarze
Quarzfilter
Querstromlüfter
Radiallüfter
Reedkontakte
Reedrelais
Relais
Schalenkerne
Schalter
Schnittbandkerne
Spezialröhren
Steckverbinder
Tachodynamos
Tasten
Thermistoren
Transformatoren
Trimmer-Widerstände
Varistoren
Zähler
Zählmagnete
Ziffern- und Symbolanzeigeröhren

Richten Sie Anfragen nach Literatur und Liefermöglichkeiten über diese Produkte an

ITT Bauelemente Gruppe Europa
Standard Elektrik Lorenz AG
8500 Nürnberg
Postfach 2340, Platenstraße 66

worldwide semiconductors